مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية
المنظمة العربية للترجمة

مارتن بلونوس

الإلكترونيات والاتصالات
لغير المختصين

ترجمة

د. حاتم النجدي

سلسلة كتب التقنيات الاستراتيجية والمتقدّمة

مقدمـــة

مجالات اهتمام الكتاب

صحيحٌ أن هذا الكتاب موجَّه إلى قراء لا يختلفون عن أولئك الذين توجَّه إليهم كتب هندسة الكهرباء ذات الطيف الواسع، إلا أنه يختلف بحجمه وبنيته ومجالات تركيزه. وفي حين أن الكتب الجامعية المعهودة، الموجهة إلى مهندسين غير متخصِّصين بالإلكترونيات، تشتمل على الدارات الإلكترونية وتغطي بعدئذ الآلات الكهربائية، فإننا نعتقد أن ما هو أكثر أهمية لطلاب اليوم هو الإلمام بالتقانة الرقمية بدلاً من الآلات الكهربائية. لذا، وبعد تقديم الدارات والإلكترونيات التماثلية في الفصول الأولى من الكتاب، نتابع مع الإلكترونيات الرقمية، ونختم بفصول عن الحاسوب الرقمي، وعن الاتصالات الرقمية، وتلك فصول لا توجد عادة في كتب غير المتخصصين بالهندسة الكهربائية.

إن هذا الكتاب موجَّه إلى الطلاب الذين يرغبون في فهم الإلكترونيات الحديثة والاتصالات. وقد عرضنا معظم مادة الكتاب انطلاقاً من المبادئ الأولية، ولذا ليس ثمة حاجة إلى كون الطالب قد اتبع دورة دارات من قبل، على سبيل المثال. وكل ما يلزم هو إلمامه برياضيات وفيزياء دورات المبتدئين، إضافة إلى المعالجة الابتدائية للدارات التي تقدمها تلك الدورات. أما اهتمام هذا الكتاب فينصب على التطبيقات، وعلى فهم المبادئ المبادئ الأساسية التي تقوم عليها. فمثلاً، قدَّمنا الفصل الثامن من منظور شخص يرغب في فهم منظومات الحاسوب الجزئية المختلفة، إضافة إلى العلاقة بين العتاديات والبرمجيات التي من قبيل نظم التشغيل والبرامج التطبيقية. وبذلك نكون قد تركنا تكوين الخبرة اللازمة لتصميم الحواسيب لدورات أكثر تخصُّصاً. وبالمثل، يحتوي الفصل التاسع الخاص بالاتصالات الرقمية على ما يكفي من التفاصيل

لتقديم موضوعَيْ أخذ عيّنات المعلومات والتعديل بترميز النبضة اللازمين لفهم تلك المواضيع المتنوعة، التي من قبيل معالجة الإشارة وأقراص تسجيل الصوت المتراصة والإنترنت. أما المواضيع التي هي أكثر تخصُّصاً فقد تُركت للكتب المتخصِّصة بالاتصالات.

إن تقديم وتعليم الدارات والإلكترونيات والاتصالات الرقمية بواسطة كتاب واحد يمكن أن يكون مفيداً إذا كان الطالب غير المتخصِّص محدوداً بدورة هندسة كهربائية واحدة فقط، وهذا ما يبدو حاصلاً في كثير من الجامعات.

دوافع هذا الكتاب

بدأت الهندسة الكهربائية أول مرة في قطاع صناعة الطاقة، وتقدَّمت بسرعة إلى الإلكترونيات والاتصالات، ثم دخلت عصر الحاسوب في ستينيات القرن العشرين. واليوم، تمثِّل التجهيزات الكهربائية والإلكترونية، أكانت تماثلية أم رقمية، العمود الفقاري لمجالات متنوعة، منها هندسة الحاسوب والهندسة الطبية الحيوية وهندسة البصريات، إضافة إلى أسواق المال والإنترنت. على سبيل المثال، تمثِّل تكلفة إلكترونيات طائرة حديثة اليوم نحو 50٪ من تكلفتها الكلية.

نجم هذا الكتاب عن نمو أمالي محاضرات لدورة مدتها فصل واحد اسمها تطبيقات التجهيزات الإلكترونية، قُدِّمت انتقائياً لطلاب غير طلاب الهندسة الكهربائية. وهي توفِّر فهماً كافياً لهذا الموضوع للطلاب كي يتفاعلوا بذكاء مع المهندسين الآخرين. والهدف ليس تعليم التصميم تماماً بل تقديم مادة أساسية بعمقٍ كافٍ يمكِّن الطلاب من استيعاب وفهم فصول التطبيقات الخاصة بمضخِّمات العمليات والحاسوب الرقمي وشبكات الاتصالات الرقمية. لم يكن ثمة كتاب جامعي ملائم لدورة من هذا النوع. فكتب الإلكترونيات المعهودة لا تتضمن الدارات والاتصالات، وتحتوي على كثير من التفاصيل. ومن ناحية أخرى، اتسمت كتب الهندسة الكهربائية الموجَّهة لغير مهندسي الكهرباء بالعمومية الشديدة، واحتوت مادة عن هندسة الطاقة والآلات الكهربائية لا تمتّ بصلة إلى الإلكترونيات والاتصالات. يُضاف إلى ذلك أن عمومية تلك الكتب، حين استعمالها لدورة من فصل واحد، تقتضي غالباً حذف مقاطع معيّنة، جاعلة تدفق العرض متقطعاً. وأخيراً، تُعدُّ الكتب الموسوعية المفيدة بوصفها مراجع لتصميم الدارات متقدِّمة جداً للطلاب الجدد. إن المطلوب هو كتاب مختصر بقدر كاف

لدورة من فصل واحد تبدأ بفصول عن دارات التيار المستمر والتيار المتناوب، ثم تنتقل إلى الإلكترونيات التماثلية والرقمية، وتنتهي بتطبيقات في مواضيع معاصرة من قبيل الحواسيب الرقمية وشبكات الاتصالات الرقمية، مستعرضة أهمية وأسس الإلكترونيات في التقانة الحديثة. وقد استُعملت هذه الأفكار دليلاً لكتابة هذا الكتاب.

ترتيب الكتاب

يتألف الكتاب من ثلاثة أجزاء رئيسية هي: **الدارات** و**الإلكترونيات** و**الاتصالات**. ونظراً إلى أن الإلكترونيات هي من حيث المبدأ تركيب من عناصر دارات هي المقاومة والمكثفة والملف، إضافة إلى عناصر فعالة من قبيل الترانزستور، ابتدأنا الكتاب بدراسة الدارات. وقد قدَّمنا دارات التيار المستمر أولاً لأنها أبسط، ولأنها تمكِّن من تطوير المبادئ العامة التي من قبيل مبرهنة ثِفينين، ونقل الاستطاعة الأعظمي، و«الموافقة». وبيَّنا أن المقاومات المعرَّفة بقانون أوم هي عناصر تحويل للطاقة، وأن المكثفات والملفات المعرَّفة هي عناصر لخزن الطاقة. وقد جرى تأكيد الفرق بين منابع الجهد المثالية والعملية قبل تقديم معادلات الحلقات التي تُستعمل لحساب تيارات وجهود أي جزء من الدارة. وقُدِّمت دارات التيار المتناوب في الفصل الثاني، حيث نبيِّن أولاً أن التيارات والجهود في الدارة، يمكن أن تتغيَّر كثيراً مع تغيرات تردد المنبع المستعمل، مؤدية إلى مفاهيم من قبيل الرنين وحزمة التمرير وعرض الحزمة الترددية. ويُستكمل الفصل بالاستطاعة الوسطى والقيمة الفعالة للتيار المتناوب أو أي موجة دورية، وبالمحولات وموافقة الممانعات. إن هذين الفصلين يحقِّقان الفهم الأساسي لدارات التيار المتناوب والمستمر، ولتحليل الحالات العابرة والاستجابة الترددية، وبذلك يكوِّنان حجر الأساس لبقية الكتاب.

وفي الفصل الثالث، نضيف عنصراً جديداً إلى الدارة، هو الدَّيود. وبحَذْفِنا للجانب النظري الطويل الذي يقوم عليه، نعرِّفه على نحو بسيط بأنه مبدال فصل ووصل سريع يمكن أن يكوِّن مع المقاومة والملف والمكثفة دارة قص وتحديد وتنظيم وتقويم للجهد. يضاف إلى ذلك استعماله في وحدات التغذية التي تبدِّل التيار المتناوب إلى تيار مستمر. ونظراً إلى أن التيار المستمر يغذِّي معظم التجهيزات الكهربائية، تُعتبر وحدة التغذية من أهم مكوِّنات الحواسيب وأجهزة

التلفاز وغيرها. لذا نقدم تصميماً بسيطاً لوحدة تغذية تتألف من مقوِّم ومكثفة ترشيح. وعلى بساطة هذا التصميم، فإنه يمكِّن الطالب من فهم المبدأ، برغم أن وحدات التغذية الحديثة تتألف من دارات أشد تعقيداً.

ونبدأ في الفصل الرابع بدراسة الإلكترونيات القائمة على فيزياء الوصلة نصف الناقلة التي يمكن أن تفسِّر وظائف الدَّيود والترانزستور للطلاب الذين أربكتهم هذه التجهيزات التي تبدو مبهمة. وما هو غامض بنفس القدر مقدرة الترانزستور على التضخيم الذي نعرضه أولاً من خلال التحليل البياني لدارة المضخِّم. إن فكرة رسم خط حمل، تفرضه دارة خارجية موصولة بالترانزستور، فوق منحنيات خصائص الترانزستور تبدو مقبولة للطلاب، ومنها يحصل الانتقال إلى توسعتها بسهولة لشرح عملية التضخيم. ويساعد خط الحمل والنقطة Q أيضاً على شرح إزاحة الجهد المستمر الضروري لعمل المضخم على نحو سليم. حينئذ يصبح الطالب مرتاحاً مع النماذج الرياضية لمضخمات الإشارة الصغيرة. وبعد دراسة الاستجابة الترددية، واختبار الموجة المربعة، ومضخمات الاستطاعة، نصبح جاهزين لاستقصاء منظومة كاملة، فنحلِّل مستقبلاً راديوياً يعمل بالتعديل المطالي، ونرى كيف أن أجزاءه تخدم المنظومة برمّتها. لكننا نؤكد أيضاً أن إلكترونيات معظم مستقبلات التعديل المطالي تأتي هذه الأيام ضمن دارات متكاملة لا تسمح بتجزئة المستقبل إلى أجزاء. وتغطي الفصول الثالث والرابع والخامس الإلكترونيات التماثلية، ويمكن تجاوز أجزاء كبيرة من هذه الفصول إذا لم يكن ثمة اهتمام بتلك الإلكترونيات، بل بالإلكترونيات الرقمية.

أما موضوع الفصل السادس فهو مضخمات العمليات. يمكن لهذا الفصل أن يكون قائماً بذاته إلى حد بعيد لأنه مستقل عن الفصول الثلاثة السابقة التي اهتمت بالإلكترونيات التماثلية. وبعد تقديم دارة مضخم العمليات القالب للقطبية المعهود، والذي يتصف بربح متوسط مستقر يتحقَّق باستعمال تغذية راجعة سالبة في المضخم، نستقصي عدداً كبيراً من تجهيزات مضخمات العمليات العملية التي تتضمن الجوامع والمقارنات والمكامِلات والمضخمات التفاضلية والمرشِّحات والمبدِّلات التماثلية الرقمية والرقمية التماثلية. ونُعطي في النهاية مثالاً لحاسوب تماثلي لأنه يُستعمل في التحكُّم، ويُعلِّمنا بعضاً من المعادلات التفاضلية، ويُرينا كيفية نمذجة منظومة ميكانيكية نمذجة دقيقة وحلِّها بواسطة الدارات الكهربائية.

ونتطرَّق في الفصول الثلاثة الأخيرة إلى الإلكترونيات الرقمية. ويتصف الفصل الأخير، برغم كونه عن الاتصالات الرقمية، بأنه متجذِّر على نحو واضح في الإلكترونيات. وهدفنا من هذه الفصول هو تزويد الطالب بفهم أعمق للحواسيب الرقمية والإنترنت التي تمثِّل حجر الزاوية في الثورة الرقمية. ويتضمن الفصل السابع، على وجه الخصوص، البوابات والمنطق التركيبي والتسلسلي والقلاّبات والمعالِجات الصغرية (التجربة 9)، التي تمثِّل لبِنات البناء للمنظومات التي هي أعقد. وننتقل إلى الحاسوب الرقمي في الفصل الثامن، وإلى شبكات الاتصالات في الفصل التاسع. لم يُقصد بهذين الفصلين تعليم مهارات تصميمية، لأنهما موجَّهان إلى طلاب غير متخصِّصين يرغبون في تحصيل فهم للموضوع يمكِّنهم من التفاعل مع المختصِّين. وبهذا المعنى، يركِّز فصل الحاسوب الرقمي الاهتمام في المواضيع التي يحصل تعامل معها، ومنها لغات البرمجة وذواكر النفاذ العشوائي، وذواكر القراءة فقط ووحدة المعالجة المركزية ونظام التشغيل. وعَرَضْنا في الفصل التاسع أيضاً أخذ العيّنات ومعيار نايكويست ومعدلات المعلومات وتنضيد البيانات والتعديل بترميز النبضة، وجميعها ضروري لفهم معالجة الإشارة الرقمية وشبكات الاتصالات الرقمية التي من قبيل الإنترنت.

كلمـــة شكـــر

أشكر الدكتور Carl J. Baumgaertner من كلية Harvey Mudd، والدكتور Shawn Blanton من جامعة Carnegie Mellon، والدكتور Gary Erickson من جامعة Idaho State، والدكتور Can E. Korman من جامعة George Washington لمراجعتهم مخطوطة الكتاب. وأشكر أيضاً زملائي لدى جامعة Northwestern University، وهم الأساتذة Larry Henschen وMike Honig وZeno Rekasius وAlan Sahakian لمراجعتهم أجزاء من المخطوطة.

مارتِن بلونوس

المحتويـــات

تقديـــم

سلسلة كتب التقنيات الاستراتيجية
مبادرة الملك عبد الله للمحتوى العربي

يطيب لي أن أقدم لهذه السلسلة التي جرى انتقاؤها في مجالات تقنية ذات أولوية للقارئ العربي في عصر أصبحت فيه المعرفة محركاً أساسياً للنمو الاقتصادي والتقني، ويأتي نشر هذه السلسلة بالتعاون بين مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية والمنظمة العربية للترجمة، ويقع في إطار تلبية عدد من السياسات والتوصيات التي تعنى باللغة العربية والعلوم، ومنها:

أولاً: البيان الختامي لمؤتمر القمة العربي المنعقد في الرياض 1428هـ 2007م الذي يؤكد ضرورة الاهتمام باللغة العربية، وأن تكون هي لغة البحث العلمي والمعاملات حيث نصّ على ما يلي: (وجوب حضور اللغة العربية في جميع الميادين، بما في ذلك وسائل الاتصال، والإعلام، والإنترنت وغيرها).

ثانياً: «السياسة الوطنية للعلوم والتقنية» في المملكة العربية السعودية التي انبثق عنها اعتماد إحدى عشرة تقنية إستراتيجية هي: المياه، والبترول والغاز، والبتروكيميائيات، والتقنيات المتناهية الصغر (النانو)، والتقنية الحيوية، وتقنية المعلومات، والإلكترونيات والاتصالات والضوئيات، والفضاء والطيران، والطاقة، والمواد المتقدمة، والبيئة.

ثالثاً: مبادرة الملك عبد الله للمحتوى العربي التي تفعّل أيضاً ما جاء في البند أولاً عن حضور اللغة العربية في الإنترنت، حيث تهدف إلى إثراء المحتوى العربي عبر عدد من المشاريع التي تنفذها مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية بالتعاون مع جهات مختلفة داخل المملكة وخارجها. ومن هذه المشاريع ما يتعلق برقمنة المحتوى العربي القائم على شكلٍ ورقيٍّ، وإتاحته

على شبكة الإنترنت، ومنها ما يتعلق بترجمة الكتب الهامة، وبخاصة العلمية، مما يساعد على إثراء المحتوى العلمي بالترجمة من اللغات الأخرى إلى اللغة العربية بهدف تزويد القارئ العربي بعلم نافع مفيد.

تشتمل السلسلة على ثلاثة كتب في كلٍّ من التقنيات التي حددتها «السياسة الوطنية للعلوم والتقنية». واختيرت الكتب بحيث يكون الأول مرجعاً عالمياً معروفاً في تلك التقنية، ويكون الثاني كتاباً جامعياً، والثالث كتاباً عاماً موجهاً إلى عامّة المهتمين، وقد يغطّي ذلك كتاب واحد أو أكثر. وعليه، تشتمل سلسلة كتب التقنيات الاستراتيجية والمتقدمة على ما مجموعه ثلاثة وثلاثون كتاباً مترجماً، كما خصص كتاب إضافي منفرد للمصطلحات العلمية والتقنية المعتمدة في هذه السلسلة كمعجم للمصطلح.

ولقد جرى انتقاء الكتب وفق معايير، منها أن يكون الكتاب من أمهات الكتب في تلك التقنية، ولمؤلفين يشهد لهم عالمياً، وأنه قد صدر بعد عام 2000، وأن لا يكون ضيِّق الاختصاص بحيث يخاطب فئة محدودة، وأن تكون النسخة التي يترجم عنها مكتوبة باللغة التي ألّف بها الكتاب وليست مترجمة عن لغة أخرى، وأخيراً أن يكون موضوع الكتاب ونهجه عملياً تطبيقياً يصبّ في جهود نقل التقنية والابتكار، ويساهم في عملية التنمية الاقتصادية من خلال زيادة المحتوى المعرفي العربي.

إن مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية سعيدة بصدور هذه المجموعة من الكتب، وأود أن أشكر المنظمة العربية للترجمة على الجهود التي بذلتها لتحقيق الجودة العالية في الترجمة والمراجعة والتحرير والإخراج، وعلى حسن انتقائها للمترجمين المتخصصين، وعلى سرعة الإنجاز، كما أشكر اللجنة العلمية للمجموعة التي أنيط بها الإشراف على إنجازها في المنظمة، وكذلك زملائي في مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية الذين يتابعون تنفيذ مبادرة الملك عبد الله للمحتوى العربي.

الرياض 20/ 3/ 1431 هـ
رئيس مدينة الملك عبد العزيز للعلوم والتقنية
د. محمد بن إبراهيم السويل

الفصل الأول

أسس الدارات

Circuit Fundamentals

1.1 مقدمة Introduction

تتعامل الإلكترونيات مع التأثيرات المتبادلة بين الجهود والتيارات ضمن شبكة من المقاومات resistance *R* والملفات inductor ذات التحريض inductance *L* والمكثفات ذات السعة capacitance C، وعناصر نشِطة من قبيل الترانزستور. والغرض من ذلك عادة هو إما تضخيم الإشارات أو توليد إشارات ذات شكل معين، منخفضة الاستطاعة غالباً. لذا يجب أن تبدأ دراسة الإلكترونيات بدراسة العناصر R و L و C، وهي دراسة تُعرف عادة بنظرية الدارات circuit theory.

ثم يجب أن تأتي بعد تلك الدراسة أساسيات الترانزستور الذي يعمل عموماً مضخماً أو مبدالَ فصل ووصل. ثم يمكن التقدُّم إلى تصميم الدارات الإلكترونية التي تجتمع فيها العناصر النشِطة active elements وغير النشِطة passive elements لتكوين دارات أولية من قبيل وحدة تغذية power supply أو مضخِّم amplifier أو مهتز oscillator أو مبدل تماثلي/ رقمي A/D converter ..إلخ. وبعدئذ يمكن تجميع تلك الدارات الأولية لتكوين تجهيزات مفيدة من قبيل أجهزة الراديو والتلفاز والحواسيب وغيرها.

سوف تأخذ دراستنا للدارات الإلكترونية المسار التالي: تحليل دارات التيار المستمر direct current DC، وتحليل دارات التيار المتناوب alternating

current AC، والنظرية الأساسية لأنصاف النواقل semiconductor، ودَيودات الوصلة junction diodes، والترانزستور transistors، والمضخمات الأولية ومضخمات العمليات operational amplifiers، ودارات تضخيم الإشارات الصغيرة، والإلكترونيات الرقمية، وهي جميعاً تُستعمل لبِنات بناء للاتصالات الرقمية والإنترنت.

2.1 الأبعاد والوحدات Dimensions and Units

تُستعمل في هذا الكتاب وحدات المتر والكيلو غرام والثانية والأمبير التي تمثِّل مجموعة جزئية من الوحدات المترية أو الدولية. إن تحليل الأبعاد، أي الوحدات، يجب أن يكون الخطوة الأولى في تدقيق أي معادلة[1]. فمن خلال تدقيق توازن وحدات طرفي المعادلة الخاصة بتلك الأبعاد الأربعة الأساسية، يمكن العثور على عدد غير قليل من الأخطاء منذ البداية. فمثلاً، يُعطي قانون نيوتن الثاني القوة مقدَّرة بالنيوتن N بالمعادلة:

$F = ma$ ، وحدات F هي : الكتلة × الطول ÷ مربع الزمن

وتُعطى الزيادة في العمل التي تساوي dW، والمقدَّرة بالجول J بالعلاقة:

$dW = F\,dl$ ، وحدات dW هي: الكتلة × مربع الطول ÷ مربع الزمن

و dl هي الزيادة الحاصلة في المسافة مقدَّرة بالمتر. وتُعطى الاستطاعة المقدَّرة بالواط[2] W بالعلاقة:

$p = \dfrac{dW}{dt}$ ، وحدات P هي: الكتلة × مربع الطول ÷ مكعب الزمن

---

[1] يُعرِّف البُعد (dimension) خاصية فيزيائية. والوحدة (unit) هي معيار يُعبِّر عن البعد عددياً. على سبيل المثال، الثانية هي وحدة تُعبِّر عن بُعد الزمن. ويجب عدم الخلط بين اسم المقدار الفيزيائي ووحدات قياسه. فعلى سبيل المثال، يجب عدم التعبير عن الاستطاعة بوصفها عملاً في الثانية، بل عملاً في وحدة الزمن.

[2] لاحظ أننا نستعمل أيضاً في هذا الكتاب W رمزاً للطاقة، ويجب ألاّ يؤدي ذلك إلى أي لبْس لأن المعنى يدل على المقصود.

والمقدار الآخر الذي نريد تحرِّيَه هو التيار الكهربائي، الذي يُقدَّر بالأمبير A ampere، والذي يمثِّل معدَّل تدفق الشحنة الكهربائية Q التي تقدَّر بالكولون coulomb C. إن أصغر شحنة يمكن أن توجد في الطبيعة هي شحنة الإلكترون e، وهي تساوي $-1.6\cdot10^{-19}$ كولون. ويمكن تعريف الكولون، الذي يمثِّل شحنة كبيرة جداً، بأنه الشحنة التي يحمِلها $6.28\cdot10^{18}$ إلكترون، أو الشحنة التي ينقلها تيار شدته تساوي 1 أمبير. ويعتبر كل جسم مشحون مجموعة من جُسَيْمات أولية، هي الإلكترونات عادة. وتُعطى الشحنة الكلية الممكنة Q لذلك الجسم بـــ:

$$Q = +ne, \qquad n = 0, 1, 2, \cdots$$

والشحنة الكهربائية هي مقدار مُكمَّم، أي إنها تساوي عدداً صحيحاً، موجباً أو سالباً، من مضاعفات شحنة الإلكترون. لكن عدم استمرارية الشحنة، أي كونها مكمَّمة، ليست جلية مباشرة، لأن شحنات معظم الأجسام المشحونة أكبر كثيراً من e.

3.1 مفاهيم أساسية Basic Concepts

1.3.1 الحقل الكهربائي Electric field

ينص قانون كولون على وجود قوة $F = kQ_1Q_2/r^2$ بين الشحنتين Q_1 و Q_2، حيث إن k هو ثابت التناسب، و r هي المسافة بينهما. أي إن كل شحنة منهما موجودة في حقل قوة[3] الشحنة الأخرى، من منطلق أن كل شحنة تولِّد حقلَ قوة حولها. لذا يمكننا الآن تعريف الحقل الكهربائي E electric field بوصفه حقل قوة وحدة الشحنة، أي:

$$E = \frac{F}{Q} \qquad (1.1)$$

[3] ثمة حقول قوة متنوعة. على سبيل المثال، إذا أثَّرت القوة في كتلة نُسبت إلى الحقل الثقالي، وإذا أثَّرت في شحنة كهربائية نُسبت إلى الحقل الكهربائي، وإذا أثَّرت في سلك يحمل تياراً كهربائياً نُسبت إلى الحقل المغنطيسي.

على سبيل المثال، يمكن النص على أن الحقل الكهربائي المؤثِّر في الشحنة Q_1 هو $E = F/Q_1 = kQ_2/r^2$. لذا، وفيما يخص أولئك الذين يرتاحون إلى المفاهيم الميكانيكية، يمكن النظر إلى الحقل الكهربائي على أنه قوة مؤثِّرة في شحنة.

2.3.1 الجهد Voltage

يمكن تقديم الجهد voltage، أو فرق الكمون potential difference، أيضاً من خلال مفهوم العمل work. إذا نظرنا إلى مقدار صغير من العمل بوصفه انتقالاً صغيراً في حقل قوة، واستعضنا عن القوة بالطرف الأيمن من $F = QE$، حصلنا على العمل $dW = QE \cdot dl$. حينئذ يمكننا تعريف الجهد، الذي يُقدَّر بالفولط volt V، بأنه العمل المبذول لوحدة الشحنة، أي:

$$dV = \frac{dW}{Q} = E\,dl \qquad (2.1)$$

هذا يعني أن تغيُّراً صغيراً في الجهد يوافق إزاحة صغيرة لشحنة في حقل قوة كهربائي.

ومن المفيد تحرِّي العملية المعاكسة للعلاقة 2.1 التي تعبِّر عن العمل بوصفه تكاملاً في حقل قوة $V = \int E \cdot dl$. تُعطي العملية العكسية القوة بوصفها تدرُّجاً gradient للعمل، أي:

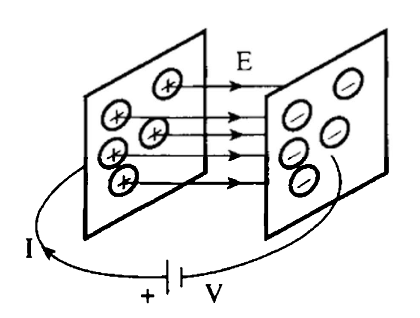
$$E = -\frac{dV}{dl}, \qquad \text{volts/meter (V/m)} \qquad (3.1)$$

على سبيل المثال، بغية تكوين حقل كهربائي متجانس تجانساً جيداً، يمكن وصل بطارية جهدها 12 فولطاً، مثلاً، مع صفيحتين معدنيتين متوازيتين وفقاً للمبين في الشكل 1.1.

إذا كان البعد بين الصفيحتين يساوي 10 cm، تكوَّن في الحيِّز الموجود بينهما حقل كهربائي شدته تساوي $E = 12\,\text{V}/0.1\text{m} = 120\,\text{V/m}$. فإذا وُضِع إلكترون ضمن ذلك الحيِّز، خضع إلى قوة تساوي:

$$-1.6 \cdot 10^{-19} \cdot 120 = -1.9 \cdot 10^{-17}\ \text{N}$$

وتحرّك باتجاه الصفيحة الموجبة. وفي مثال آخر على فائدة عبارة تدرُّج الحقل الكهربائي (العلاقة 3.1)، خُذْ هوائيَ استقبالٍ موجوداً في حقل مُرسِل راديوي يُشع حقلاً كهربائياً. فإذا كانت شدة الحقل الكهربائي عند الهوائي تساوي 1mV/m، تكوَّن في هوائي طوله 1 m جهد يساوي1 mV. وإذا كان ثمة سلك يصل بين الهوائي والمستقبل الراديوي، أمكن تضخيم ذلك الجهد.



الشكل 1.1: حقل كهربائي متجانس E موجود في الحيِّز بين صفيحتين معدنيتين متوازيتين.

3.3.1 التيار Current

التيار، مقدَّراً بالأمبير، هو المعدَّل الزمني لانتقال شحنة Q عبر نقطة مرجعية معينة (على غرار عدد السيارات التي تمر من نقطة معينة على الطريق مقسوماً على مدة العد). إذن:

$$I = \frac{dQ}{dt} \tag{4.1}$$

ونظراً إلى افتراض بنيامين فرانكلين Benjamin Franklin أن الشحنة موجبة، حُدِّد اتجاه التيار (منذ أيامه) بالاتجاه الذي تسلكه الشحنات الموجبة حين دخولها حقلاً كهربائياً. لذا يتجه التيار I في الشكل 1.1 عبر السلك الواصل بين الصفيحتين والبطارية باتجاه تدفق الشحنة الموجبة. من ناحية أخرى، نحن نعلم الآن أن التيار المار عبر سلك ناقل ينجم عن حركة إلكترونات تحمل شحنات سالبة. ولذا يكون اتجاها التيار والإلكترونات متعاكسين. وعلى غرار ذلك، إذا كان

الحيِّز بين الصفيحتين مشغولاً بشحنات موجبة، تدفَّقت مبتعدة عن الصفيحة اليسرى باتجاه الصفيحة اليمنى (نفس اتجاه التيار)، وإذا كان مشغولاً بإلكترونات، تدفَّقت مبتعدة عن الصفيحة اليمنى باتجاه اليسرى[4].

4.3.1 الاستطاعة Power

إذا أخذنا عبارة الاستطاعة التي تعبِّر عن معدَّل القيام بعمل، وضربناها بـــ dQ/dQ حصلنا على الاستطاعة:

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{dW}{dt}\frac{dQ}{dQ} = \frac{dW}{dQ}\frac{dQ}{dt} = V\ I \qquad (5.1)$$

إذن، الاستطاعة هي جداء الجهد بالتيار. وحين ضمها إلى قانون أوم، نحصل على أكثر العبارات فائدة في الإلكترونيات.

5.3.1 قانون أوم Ohm's law

لقد كوَّنا فكرة حتى الآن عن التيار بوصفه تدفقاً للشحنات استجابة إلى تطبيق حقل كهربائي عليها. إلا أن التيار الذي يمر عبر وسط ناقل من قبيل سلك من النحاس أو الألمنيوم يختلف جوهرياً عن ذلك التيار. فقطعة النحاس محايدة كهربائياً، بكلِّيتها وفي كل نقطة منها. فإذا لم تكن ثمة شحنات حرة في النحاس، فكيف ينقل سلك النحاس التيار الكهربائي؟ يتميَّز الوسط الناقل الذي من قبيل النحاس ببنية ذرية تحتوي على إلكترون واحد في قوقعتها الخارجية ضعيف الارتباط بها. لذا فإن حتى القوة الصغيرة، التي تنجم عن حقل كهربائي ضعيف تكوَّن من تطبيق جهد صغير على طرفي سلك النحاس، سوف تدفع الإلكترون إلى الحركة. وفي أثناء حصول تلك الحركة ضمن السلك، أي حينما يتدفَّق تيار عبره، تتحفظ حياديته تجاه الشحنة دائما (أي لا تتراكــم الشحنـــة فيه). إذن، عندما يتدفق تيار عبر جزء من سلك نحاســـي،

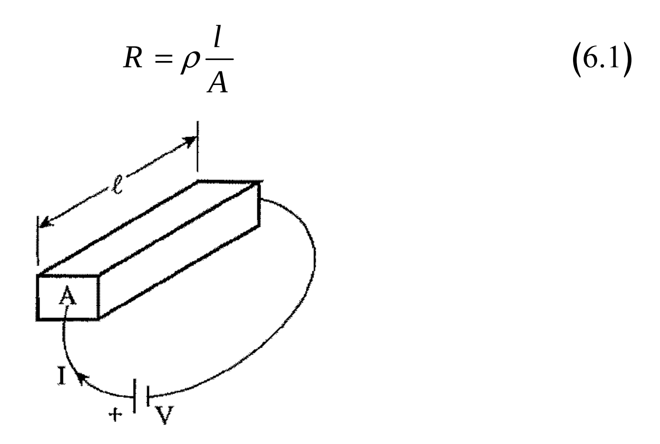
---

[4] لاحظ أن البطارية الموصولة بين صفيحتين في الشكل 1.1 تعطي تياراً أثناء مدة قصيرة بعد الوصل فقط. وسوف نقول المزيد عن ذلك عندما نستقصي المكثِّفات. ويمكن للتيار أن يتدفق أيضاً عبر الحيِّز بين الصفيحتين إذا كان ممتلئاً بشحنات حرة.

لا يُعطي النحاس أي إلكترونات، بل تغادر الإلكترونات أحد طرفَيْ جزء السلك ليدخل إليه ذات العدد من الطرف الآخر.

ثمة الآن فارق دقيق بين الإلكترونات التي تتحرك في الخلاء، وتلك التي تتحرك في النحاس أو أي ناقل صلب آخر. لكن يمكن القول بأن الإلكترونات تكون حرة في الوسطين، باستثناء أن الإلكترون في النحاس يبقى حراً إلى أن يصطدم بواحدة من ذرات النحاس الكثيرة الموجودة في السلك. وحينئذ، يتباطأ، ثم يعود ثانية إلى التسارع بواسطة الحقل الكهربائي حتى التصادم التالي. إذن، تتسم حركة الإلكترون ضمن الوسط الناقل بكثير من التصادمات. لذا يتحدَّد التيار المار عبر المواد التي من هذا القبيل بالمقاومة التي تواجه تدفق الإلكترونات وبالجهد المطبَّق على طرفي تلك المادة والذي يوفِّر الطاقة للتسارعات المتتالية بعد التصادمات. والمقاومة النوعية ρ resistivity هي واحدة من خواص المادة ذات صلة بالمسافة الوسطى الفاصلة بين تصادمين. وبأخذ الشكل الهندسي للناقل في الحسبان، وفقاً للمبين في الشكل 2.1، تُعطى المقاومة R التي يُبديها قضيب من المعدن طوله يساوي l متراً ومساحة مقطعه تساوي A متراً مربعاً، بالعلاقة:

$$R = \rho \frac{l}{A} \qquad (6.1)$$



الشكل 2.1: يمكن صنع مقاومة بأخذ مادة ذات مقاومة نوعية تساوي ρ وإعطاؤها شكل قضيب طوله l ومساحة مقطعه A.

إذن، تتزايد المقاومة مع ازدياد طول القضيب، وتتناقص مع ازدياد مساحة

المقطع. أما وحدة المقاومة فهي الأوم ohm Ω. ويُسمى مقلوب المقاومة بالناقلية conductance G، ووحدتها هي السيمنس siemens S. وتساوي المقاومة النوعية للنحاس $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8}$ (Ω-m)، في حين أنها تساوي $\rho = 10^{12}$ (Ω-m) للزجاج. وهذا فرق شاسع بين القيمتين وينطوي على أن النحاس ناقل جيد يمكن أن ينقل مقداراً كبيراً من التيار، وعلى أن الزجاج عازل جيد لا ينقل سوى مقدار ضئيل من التيار يُعتبر مهملاً بكل المعايير العملية.

ويبقى التيار متدفقاً عبر الناقل ما دام ثمة جهد مطبق على طرفيه. ويوفر الجهد ذو القيمة الكبيرة طاقة أعلى للإلكترونات، ولذا يمر في الناقل تيار أكبر. والمقاومة هي ثابت التناسب بين الجهد والتيار، أي:

$$V = R I \tag{7.1}$$

وهذه علاقة أساسية تُعرف بقانون أوم، وهي تنص على أنه عندما يمر تيار في ناقل، يجب أن يتكوَّن جهد على امتداد طوله. يُري الشكل 2.1 دارة بسيطة تنطبق عليها العلاقة 7.1. وبافتراض أن الأسلاك الواصلة بين منبع الجهد والقضيب مهملة المقاومة، فإن الجهد V يكون مطبقاً مباشرة على طرفَيْ القضيب.

6.3.1 قانون جول الحراري Joule's Heating Law

في أثناء تدفق تيار عبر معدن، تنقل التصادمات المتكررة بين إلكترونات وذرات ذلك المعدن طاقة إلى تلك الذرات مؤدية إلى ارتفاع درجة حرارته. لذا يمكن اعتبار المقاومة وسيلة لتحويل الطاقة الكهربائية إلى طاقة حرارية إن ثمة الكثير من الأمثلة على ذلك في الحياة اليومية. فالسخان الكهربائي ومجفِّف الشعر والمدفأة الكهربائية وغيرها جميعاً تحتوي على مقاومة (سلك تنغستين عادة) تنشر حرارة حين مرور تيار كهربائي فيها. ويمكن التعبير عن معدل تحويل الطاقة في مقاومة بتعويض العلاقة 7.1 في العلاقة 5.1، فينتُج:

$$P = VI = I^2 R = \frac{V^2}{R} \tag{8.1}$$

تُعرف العبارة $P = I^2R$ بقانون جول، و P هي الاستطاعة (المساوية لمعدل تغيُّر الطاقة) وتُقدَّر بالواط watt W. وإذا كامَلنا هذه العبارة حصلنا على الطاقة الحرارية W التي تتبدَّد في المقاومة خلال المدة T:

$$W = I^2RT \qquad (9.1)$$

افترضنا هنا أن التيار والمقاومة يبقيان ثابتين طوال مدة المكاملة T. تُعرف المعادلة 9.1 بأنها قانون جول للتسخين الذي تُقدَّر W فيه بالجول.

7.3.1 قانونا كيرشوف Kirchoff's Laws

الدارة هي توصيلات بين عناصر غير نشِطة (مقاومات ومكثفات وملفات) وعناصر نشِطة (منابع جهد وترانزستورات وغيرها). وتصل فيما بين العناصر أسلاك ذات مقاومة مهملة. ويمكن للدارة أن تكون بسيطة ذات مسار مغلق واحد، من قبيل بطارية موصولة مع مقاومة (الشكل 2.1)، أو يمكن أن تكون أشد تعقيداً، وأن تحتوي على العديد من المسارات المغلقة. ويُري الشكل 3.1–أ دارة بحلقة مغلقة واحدة فيها بطارية تدفع بتيار للتدفق عبر مقاومتين (ممثلتين بخط متكسِّر) موصولتين تسلسلياً. ونلاحظ الآن، ويمكننا اعتبار ذلك قاعدة، أن التيار مستمر على طول الحلقة. أي أن التيار الداخل في الطرف الأول من كل من العناصر الثلاثة يساوي التيار الخارج من طرفه الآخر، في جميع الأوقات. يُضاف إلى ذلك أنه يمكن اتباع عُرف للقطبية للتفريق بين المنابع والمصبات. على سبيل المثال، يدخل التيار البطارية عبر طرفها السالب ويخرج منها عبر طرفها الموجب. هذا هو تعريف المنبع حيث يُسمى الجهد V_B صعود الجهد voltage rise. أما المقاومات، التي تمتص طاقة، فتسمى بالوعة sink. يدخل التيار البالوعة من طرفها الموجب، ويُسمى الجهد على طرفيها بهبوط الجهد[5] voltage drop. يجب الانتباه الآن إلى أن صعود الجهد في الدارة يجب

---

[5] يمكن أحياناً للبطارية أن تكون بالوعة. على سبيل المثال، إذا وُصلت بطارية جهدها 12 فولطاً مع أخرى جهدها يساوي 10 فولط بالتعاكس (أي الطرف الموجب مع الطرف الموجب، والطرف السالب مع الطرف السالب)، نتجت دارة وحيدة الحلقة يتدفق فيها التيار من الطرف الموجب للبطارية الأولى (المنبع) عبر الطرف السالب للبطارية الثانية بوصفها بالوعة (الموجب أصلاً). تحصل هذه الحالة حينما تَشحن البطارية ذات الجهد 12 فولطاً البطارية الأخرى.

أن يساوي هبوطه، وهذا ما ينص عيله قانون كيرشوف حرفياً: يساوي المجموع الجبري للجهود على طول المسار المغلق في الدارة صفراً. ويُعبَّر عن ذلك رياضياً بـــ:

$$\sum V_n = 0 \qquad (10.1)$$

بتطبيق العلاقة 10.1 على الدارة في الشكل 3.1–أ نحصل على $V_B = V_{R_1} + V_{R_2}$.

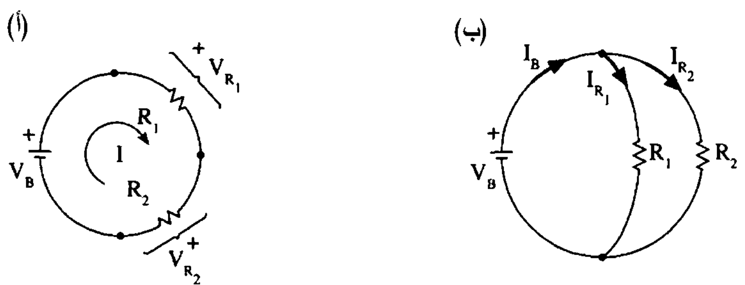
وتُعرَّف العقدة node بأنها نقطة تصل بين عنصرين أو أكثر، ومن أمثلتها عقدتا الشكل 3.1–ب حيث تتصل مقاومتان ببطارية مكونتين دارة ذات عقدتين وذات حلقتين. وينص قانون كيرشوف للتيار على أن المجموع الجبري للتيارات في العقدة يساوي الصفر. ويُعبَّر عن ذلك رياضياً بـــ:

$$\sum I_n = 0 \qquad (11.1)$$

بتطبيق العلاقة 11.1 على العقدة العلوية لدارة الشكل 3.1–ب نحصل على:

$$I_B = I_{R_1} + I_{R_2}$$

إذن، لا يمكن للتيارات في أي عقدة أن تكون واردة جميعاً إليها، ويجب أن يخرج منها تيار واحد على الأقل. بكلمات أخرى، ليست العقدة "موقفاً" للشحنات: يساوي عدد الشحنات التي ترِد إلى عقدة عدد الشحنات التي تخرج منها. ليست هذه العقدة مختلفة عن عقدة حركة مرور التي يجب أن يكون عدد السيارات الداخلة إليها مساويا عدد تلك الخارجة منها.



الشكل 3.1: (أ) بطارية موصولة مع مقاومتين تسلسلياً، و(ب) بطارية موصولة مع مقاومتين تفرعياً.

4.1 عناصر الدارة Circuit Elements

1.4.1 المقاومات Resistors

يُري الشكل 2.1 مقاومة في دارة بسيطة. سوف نرمُز للمقامة بالرمز الشائع المكوَّن من خط متكسِّر، وفقا للمبين في الشكل 4.1. تُصنع المقاومات الصغيرة القيمة، التي تُستعمل غالباً لتبديد استطاعة في مجال بضعة الواطات، من الأسلاك، في حين أن المقاومات التي قيمتها أكبر وأكثر شيوعاً فتُصنع عادة من مواد كربونية على شكل أسطوانات صغيرة أو شرائط من غشاء رقيق. فالكربون هو مادة غير معدنية تتصف بمقاومتها العالية للتيار الكهربائي. ويمكن لقيم المقاومات الكربونية أن تصل إلى مجال الميغا أوم (MΩ)، أما الاستطاعات التي تبددها فتساوي عادة $\frac{1}{4}$ أو $\frac{1}{2}$ أو 1 واط.

وينص قانون أوم $v = Ri$ على أن التيار والجهد يكونان متطابقين بالطور في حالة المقاومة الثابتة R. ومن المفترض أن تبقى R ثابتة على مجال واسع من الجهود والتيارات ودرجات الحرارة. وتُشاهَد خاصية التطابق بالطور على أفضل وجه حين تطبيق جهد جيبي على مقاومة ورسْمه مع التيار الناتج وفق المبين في الشكل 4.1–ب[6].

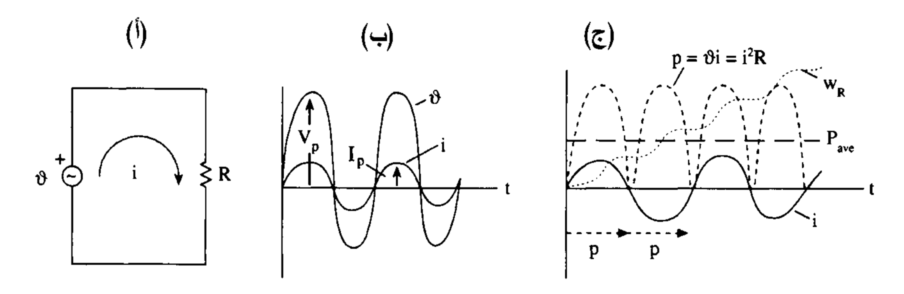
ويتناسب التيار (في حالة تطابق الطور) مع الجهد المطبَّق. في الشكل 4.1– ج، رُسمت الاستطاعة اللحظية (الآنية) $p = vi = i^2R$، مع ملاحظة أنه برغم أن التيار يغيِّر اتجاهه دورياً، تبقى الاستطاعة موجبة، أي أنها تتدفق دائماً من المنبع إلى المقاومة، حيث تتحوّل إلى حرارة تتبدَّد في المحيط. وتُحسب الاستطاعة الوسطى

---

[6] من الآن وصاعداً، سوف تُمثَّل القيم اللحظية للتيارات والجهود التي تتغيَّر مع الزمن بأحرف لاتينية صغيرة، وسوف تُستعمل الأحرف الكبيرة لتمثيل القيم الثابتة التي من قبيل الجهد أو التيار المستمر. على سبيل المثال، في حالة الإشارة الجيبية، تمثَّل القيمة اللحظية بـــ $v = v(t) = V_p \sin t$، وتمثِّل V_p قيمة ذروة الموجة الجيبية. في الشكل 4.1– أ، استُعمل رمز المنبع الجيبي، في حين أن رمز البطارية قد استُعمل لتمثيل منبع الجهد المستمر في الشكلين 1.1 و2.1.

المقدَّمة إلى المقاومة بمكاملة الاستطاعة اللحظية على دور الموجة الجيبية T، أي:

$$P_{\text{ave}} = \frac{1}{T}\int_0^T i^2 R\, dt = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{RI_p^2}{2} \qquad (12.1)$$



الشكل 4.1: (أ) مقاومة متسلسلة مع جهد v مطبق عليها. (ب) يؤدي الجهد الجيبي إلى تدفق تيار جيبي موافق له بالطور عبر المقاومة R. (ج) وتمر نبضات استطاعتها اللحظية P عبر المقاومة، وهي موجبة دائماً. وتدل الأسهم المقطَّعة على أن الاستطاعة تتدفق دائماً من المنبع إلى المقاومة. وتستمر الطاقة W_R بالتزايد مع الزمن.

لأن $I_p = V_p/R$. يمكننا الآن ملاحظة أنه لو كانت المقاومة موصولة إلى منبع جهد مستمر من قبيل بطارية جهدها يساوي V، لكانت الاستطاعة المقدَّمة إلى المقاومة R ثابتة ومساوية للقيمة $P = VI = I^2R = V^2/R$. لذا، إذا جعلنا الاستطاعة المستمرة V^2/R مساوية للقيمة الوسطى للاستطاعة المتناوبة (العلاقة 12.1)، حصلنا على:

$$V = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = 0.707\, V_p \qquad (13.1)$$

يسمى هذا الجهد بالقيمة الفعّالة للجهد المتناوب. أي إن الجهد الجيبي الذي تساوي قيمة ذروته V_p يقدِّم استطاعة إلى المقاومة تساوي تلك التي يقدمها منبع مستمر جهده يساوي $V_p/\sqrt{2}$. سوف نتحرَّى بمزيد من التفصيل القيم الفعالة أو جذر القيمة التربيعية الوسطى root mean square rms في الفصول التالية.

لإيضاح أن المقاومة تستمر في استجرار طاقة من المنبع الموصولة به، يمكننا حساب الطاقة المقدَّمة إليها:

$$w_R = \int_0^t p\,dt' = R\int_0^t i^2\,dt' = \frac{V_p^2}{R}\int_0^t \sin^2 t'\,dt' = \frac{V_p^2}{2R}\left[t - \frac{\sin 2t}{2}\right] \quad (14.1)$$

يتبيَّن من الشكل 4.1–ت الذي يمثِّل الجزء الأيمن هذه المعادلة أن w تستمر في التزايد متأرجحة حول القيمة الوسطى $V_p^2 t/2R$. ويساوي هذا الحد ذاك الذي يُعطيه قانون جول للتسخين (9.1)، وحين اشتقاقه بالنسبة إلى الزمن يُعطي الاستطاعة الوسطى (العلاقة 12.1).

2.4.1 المكثفات Capacitors

المكثفة capacitor هي تركيبة ميكانيكية تُراكِم شحنة q حين تطبيق جهد v على طرفيها، وتحتفظ بتلك الشحنة حين إبعاد الجهد عنها. وثابت التناسب بين الشحنة المُراكَمة والجهد هي السعة capacitance C، أي:

$$q = C\,v \qquad (15.1)$$

يتألف معظم المكثفات من صفيحتين ناقلتين متوازيتين تفصل بينهما فجوة صغيرة. وتعطى سعة المكثفة بالعلاقة $C = \varepsilon A/l$. تمثِّل ε سماحية permittivity الوسط بين الصفيحتين، و A مساحة الصفيحة، و l المسافة الفاصلة بين الصفيحتين. ويُبيِّن الشكل 1.1 مثالاً لهذا النوع من المكثفات (لاحظ أن الفجوة الكبيرة بين الصفيحتين تؤدي إلى سعة صغيرة. لذا تُجعَل الفجوة عملياً صغيرة، وهي أصغر من 1 mm عادة).

أما وحدة السعة فهي الفاراد farad، وهي مقدار كبير نسبياً. تقع قيم سعات المكثفات ضمن مجال يمتد من المكرو فاراد ($\mu\text{F} = 10^{-6}\,\text{F}$) حتى البيكو فاراد ($p\text{F} = 10^{-12}\,\text{F}$)، لكن معظمها يقع عملياً في المجال من 0.001 حتى $10\,\mu\text{F}$. وللحصول على سعات أكبر، يمكن زيادة A أو إنقاص l أو استعمال وسط عازل كهربائيا سماحيته ε كبيرة. على سبيل المثال، يساوي ثابت العزل الكهربائي[7]

[7] يُعرَّف ثابت العزل الكهربائي بأنه السماحية النسبية $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$. أما ε_0 فهي سماحية الخلاء التام وتساوي $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}\ \text{F/m}$.

dielectric constant للميكا 6، وللورق 2. لذا، تساوي سعة المكثفة المبينة في الشكل 1.1، والمكوَّنة من صفيحتين متوازيتين يفصل بينهما عازل من الميكا، 6 أمثال سعة نفس المكثفة التي يفصل بين صفيحتيها الخلاء التام. ويُصنع معظم المكثفات من شريطين من رقائق الألمنيوم ملفوفين على شكل أسطوانة. ورغبة في زيادة سعة المكثفة، تُقلَّص الفجوة الفاصلة بين الصفيحتين، إلا أن ثمة حداً لهذا التقليص تفرضه مقاومة المادة العازلة الموجودة بينهما للانهيار الكهربائي. فحين تقليص الفجوة إلى ما دون ذلك الحد، تقفز شرارة بين الصفيحتين تؤدي إلى تلف المكثفة بسبب حصول قِصَر بين الصفيحتين في مكان حدوث الشرارة. إذن بمعرفة شدة الحقل الكهربائي الذي يؤدي إلى انهيار المادة العازلة (التي تساوي $3\cdot10^4\,\mathrm{V/cm}$ للهواء، و $2\cdot10^5\,\mathrm{V/cm}$ للورق و $6\cdot10^6\,\mathrm{V/cm}$ للميكا)، وباستعمال العلاقة 3.1 التي تعطي الحقل الكهربائي بدلالة الجهد والمسافة بين الصفيحتين، يمكننا حساب قيمة الجهد الذي يمكن تطبيقه بأمان (أي القيمة التي لا تؤدي إلى حصول الشرارة) على المكثفة. لذا توضع على المكثفات العملية دمغة تتضمن الجهود التي تتحملها إلى جانب قيمة سعاتها. على سبيل المثال، تعني الدمغة $50\,\mathrm{V_{DC}}$ ضرورة عدم تجاوز الجهد المستمر المطبق على المكثفة القيمة $50\,\mathrm{V}$.

لمعرفة كيفية مرور التيار عبر المكثفة، نستعمل العلاقة 15.1، أي $q = C\,v$، ونشتق طرفيها بالنسبة إلى الزمن مع وضع $i = dq/dt$، فينتُج:

$$i = C\,\frac{dv}{dt} \qquad (16.1)$$

تدل الأحرف الصغيرة في هذه المعادلة في حالة تيار المكثفة على أن الشحنة والتيار والجهد متغيرة مع الزمن، في حين أن السعة C ثابتة. وتُبيِّن هذه المعادلة أن الجهد الثابت على طرفي المكثفة لا يولد تياراً عبرها (لأن $dv/dt = 0$). طبعاً، وفي أثناء طور شحن المكثفة، يتغير الجهد ويتدفق تيار[8] فيها. فإذا طبقنا الآن جهداً جيبياً

[8] أثناء المدة الوجيزة التي تلي وصل المكثفة مع البطارية، يتدفق تيار شحن عبرها، أي إن العلاقة 16.1 تعطي قيمة محددة للتيار لأن جهد المكثفة يتغير من الصفر، عندما تكون المكثفة في البداية غير مشحونة =

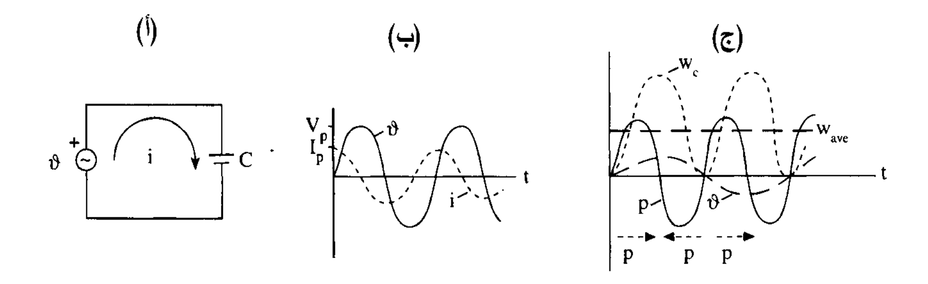
على دارة المكثفة البسيطة المبينة في الشكل 5.1–أ، نجد أن التيار الناتج يسبق الجهد بـــ 90°، أو أن الجهد يتأخر عن التيار بـــ 90° وفق المبين في الشكل 5.1–ب. ويتضح هذا بسهولة من المعادلة 16.1: إذا كان $v = V_p \sin t$ ، نتَج:

$$i = CV_p \cos t = I_p \cos t = I_p \sin(t + \pi/2)$$

تسمى الزاوية $\pi/2$ أيضاً بالإزاحة الطورية بمقدار 90 درجة.

وتُعطى الاستطاعة اللحظية في المكثفة بـــ:

$$p = vi = Cv\frac{dv}{dt} = \frac{CV_p^2}{2}\sin 2t \tag{17.1}$$



الشكل 5.1: (أ) مكثفة (الخطان المتوازيان) مع جهد v مطبق عليها. (ب) جهد وتيار جيبيان. (ج) الاستطاعة والطاقة اللحظيتان مع الطاقة الوسطية (ملاحظة: مطالا p و w_C ليسا بالمقاس الحقيقي).

طبعاً، $\sin 2t = 2\sin t \cos t$. المعادلة 17.1 مبينة في الشكل 5.1–ج. تنطوي القيمتان الموجبة والسالبة لـــ p على أن الاستطاعة تتدفق جيئةً وذهاباً، أولاً من المنبع إلى المكثف، ثم من المكثف إلى المنبع، وأن الاستطاعة الوسطى

= حتى جهد البطارية في نهاية الشحن. لذا لا يكون dv/dt صفراً في أثناء الشحن. وبالعودة إلى المكثفة ذات الصفيحتين المتوازيين في الشكل 1.1، نستنتج أن تيار الشحن يُحرّك الإلكترونات من اليسار إلى اليمين عبر البطارية، مراكِماً إياها على الصفيحة اليمنى، وتاركاً الصفيحة اليسرى في حالة نقص لعدد مماثل من الإلكترونات. لا تأتي الإلكترونات الموجودة على الصفيحة المشحونة من البطارية، بل من الصفيحة المعدنية الأخرى التي توجد فيها وفرة من الإلكترونات الحرة. ولا تتعدى وظيفة البطارية توفير طاقة لتحريك الإلكترونات من صفيحة إلى أخرى. ثمة في المقطع 8.1 مزيد من التفاصيل عن شحن المكثفات.

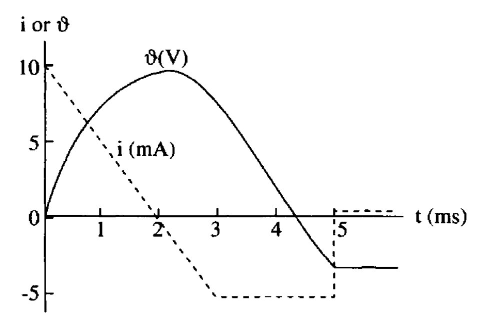
تساوي الصفر. أما حركة الاستطاعة p جيئةً وذهاباً، بمعدل يساوي ضعف تردد الجهد المطبَّق، فقد أُشير إليها بالأسهم المقطَّعة. إذن، يبدو أن المكثفة لا تستجر أي طاقة من المنبع، وذلك خلافاً للمقاومة، بل تخزن الطاقة مدة تساوي ربع الدور، وفي الربع التالي من الدور تُعيدها إلى المنبع. لذا تختلف C جوهرياً عن R لأن الأخيرة تبدِّد الطاقة الكهربائية بتحويلها إلى طاقة حرارية. أما C، فتخزن الطاقة الكهربائية فقط (في الشحنة المُراكَمة في الصفيحتين). ولمعرفة المزيد عن السعات، دعنا نتحرَّ الطاقة التي تُخزن في المكثفة:

$$w_C = \int p\,dt = \frac{1}{2}C v^2 = \frac{CV_p^2}{2}\sin^2 t = \frac{CV_p^2}{4}(1-\cos 2t) \qquad (18.1)$$

وعموماً، تُعطى الطاقة المخزونة في مكثفة بالحد $Cv^2/2$. وفي الحالة الخاصة المتمثِّلة بكون الجهد المطبَّق جيبياً، تُمثَّل الطاقة بالحد الأخير من العلاقة 18.1 الذي يبين حين إضافته إلى الشكل 15.1−ج أن الطاقة الوسطى $CV_p^2/4$ لا تتزايد مع الزمن. أي إن الطاقة تتزايد وتتناقص إلى الصفر ثانية على شكل نبضة. فإذا قورن هذا بالمنحني المناظر في الشكل 4.1−ج، تبيَّن أن الطاقة تتزايد باستمرار في حالة العنصر المحوِّل للطاقة، الذي من قبيل المقاومة التي تستجر طاقة باستمرار من المنبع وتحوِّلها إلى حرارة.

المثال 1.1

يبيِّن الشكل 6.1 تياراً يمر في مكثفة سعتها 1μF لم تكن مشحونة في البداية. حدِّد وارسم الجهد المطبَّق على طرفي المكثفة الموافق لهذا التيار.



الشكل 6.1: يمثِّل الخط المقطَّع تيار المكثفة، ويمثِّل الخط المستمر الجهد الناتج.

بمكاملة العبارة $i = C\,dv/dt$، ينتُج الجهد التالي:

$$v = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i\,dt = \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i\,dt + V_0$$

V_0 هو الجهد الأولي المتكوِّن بين طرفي المكثفة نتيجة لشحنة أولية. ومن أجل $3 > t > 0$ ميلِّي ثانية، يُعطى التيار الممثَّل بالخط المستقيم بـــ $i = 0.01 - 5t$. ونظراً إلى أن $V_0 = 0$، ينتُج:

$$v = 10^4(1 - 250t)t$$

وهذه معادلة قطع مكافئ. عند $t = 2\,\text{ms}$ يكون $v = 10\text{ V}$، وعند $t = 3\,\text{ms}$ يكون $v = 7.5\text{ V}$. ومن أجل $3 > t > 0$ ميلِّي ثانية، يكون $i = -5\text{ mA}$، وهذا يُعطي:

$$v = \frac{1}{C}\int_{3}^{t} i\,dt + V_0 = -5(t-3) + 7.5$$

وهذه معادلة خط مستقيم. ومن أجل $t > 5\,\text{ms}$، يكون التيار صفراً، ويبقى الجهد ثابتاً عند القيمة $v = -2.5\text{ V}$.

يمكننا الآن تلخيص خصائص المكثفات بما يلي:

- الجهد المتغيِّر مع الزمن هو الوحيد الذي يولِّد تياراً يمر في المكثفة. لذا تُعدُّ المكثفة دارة مفتوحة في حالة التيار المستمر.
- ونظراً إلى أن الطاقة لا تستطيع أن تتغيَّر آنياً (فهي تابع مستمر للزمن)، ونظراً إلى أن الطاقة المخزونة في المكثفة تُعطى بدلالة الجهد بـــ $\frac{1}{2}Cv^2$، نستنتج أن الجهد بين طرفي المكثفة لا يمكن أن يتغيَّر آنياً (إلا إذا قبلنا بتيارات لانهائية، وهذا غير عملي). لذا تتصف المكثفة بخواص تنعيم للجهد لها الكثير من التطبيقات الهامة، خاصة في ترشيح الإشارات.
- يمكن خزن مقدار محدَّد من الطاقة في المكثفة، ونظراً إلى عدم وجود آلية لتبديد الطاقة في المكثفة المثالية، لا يمكن تبديد أي مقدار منها. وفي حالة التغيرات الجيبية مع الزمن، يُلاحظ هذا مباشرة لأن فرق الطور البالغ 90 درجة بين التيار والجهد يُعطي العلاقة 17.1 التي تعني أن $P_{\text{ave}} = 0$.

3.4.1 الملفات (المحثات) Inductors

الملف هو عنصر آخر من عناصر الدارة الشائعة. وعلى غرار المكثفة، يتصف الملف بأنه عنصر خزن للطاقة. وعلى غرار المكثفة التي تخزن الطاقة في حقلها الكهربائي بين صفيحتيها، يخزن الملف الطاقة في حقله المغنطيسي الذي يحيط به. ونظراً إلى أن هذا كتاب للإلكترونيات، لن نسعى إلى معنى خزن الطاقة في الحقل، بل سوف نستعمل الجهد والتيار اللذين يولِّدان ذَيْنك الحقلين في المكثفات والملفات. إذن يمكننا القول إن المكثفة تخزن الطاقة في التغيرات التي تتولَّد حين تطبيق جهد على مكثفة، التي تقود إلى علاقة الطاقة بالجهد $w_C = ½ C v^2$ المشتقة من العلاقة 18.1. وبالمشابهة، ونظراً إلى أن التيار يولِّد حقلاً مغنطيسياً، يمكننا الحصول على العبارة $w_L = ½ L i^2$ التي تمثِّل الطاقة المخزونة في الملف. طبعاً، i هو التيار المار في الملف، و L هو تحريض ذلك الملف (لاحظ مثنوية هاتين العبارتين: C بالنسبة إلى L مثل v بالنسبة إلى i).

لاستخراج الصيغة السابقة، نبدأ بملاحظة أن التحريض L، على غرار السعة C، هي خاصية من خصائص بنية الملف. ومع أن كل بنية تنطوي على بعض التحريض، فإن ثمة بنى مثلى تعطي تحريضاً كبيراً ضمن حيِّز صغير، منها الملف الذي يتألف من سلك رفيع ملفوف بعدد كبير من اللفات في عدة طبقات، على غرار بكرة الخيط. ويقوم تعريف التحريض على مفهوم ترابطية السيالة المغنطيسية flux linkage. لن يكون هذا المفهوم دقيقاً إلا إذا قبلنا بتقديم وصف معقد له بدلالة توزُّع السيالة. لكن فيما يخص أغراضنا في هذا الكتاب، يكفي القول إن ترابطية السيالة Φ تساوي الحقل المغنطيسي الموجود في ملف مضروب بعدد لفات الملف. حينئذ، يُعطى التحريض بـــ $L = \Phi/i$ (وهذه علاقة تناظر العلاقة $C = v/q$). في هذه العلاقة، i هو التيار المار في الملف الذي يؤدي إلى نشوء حقل مغنطيسي ضمنه. وباستعمال قانون فاراداي $v = d\Phi/dt$، الذي يُعطي الجهد المحرَّض في ملف موجود في حقل مغنطيسي متغير مع الزمن، ينتُج:

$$v = L\frac{di}{dt} \qquad (19.1)$$

وهي المعادلة التي تعرِّف العلاقة بين الجهد والتيار والتحريض L. وعلى غرار السعة C، نفترض أن L يبقى ثابت على مجال واسع من قيم الجهود والتيارات.

أما وحدة التحريض فهي الهنري henry H وتتألف الملفات المستعملة في تطبيقات وحدات التغذية عادة من ملفات سلكية ملفوفة على نوى حديدية، وتأخذ تحريضاتها قيماً تقع في المجال من 1 حتى 10 هنري. أما في حالة الملفات المستعملة في دارات الترددات العالية، فتكون النواة هوائية، وتقع تحريضاتها في مجال الميلّي هنري mH.

وعلى غرار السعة، تُري التغيرات الجيبية خصائص التحريض بسهولة. إذا دفع منبع تيار (وفقاً للشكل 7.1–أ) بالتيار $i = I_p \sin t$ في ملف تحريضه L، وبناء على المعادلة 19.1، نتَج جهد بين طرفي الملف يساوي $v = L\, I_p \cos t$، وفق المبيَّن في الشكل 7.1–ب. إذن، يسبق الجهد التيار في الملف بـــ 90 درجة، أو يتأخر i عن v بنفس المقدار. وتساوي الاستطاعة اللحظية:

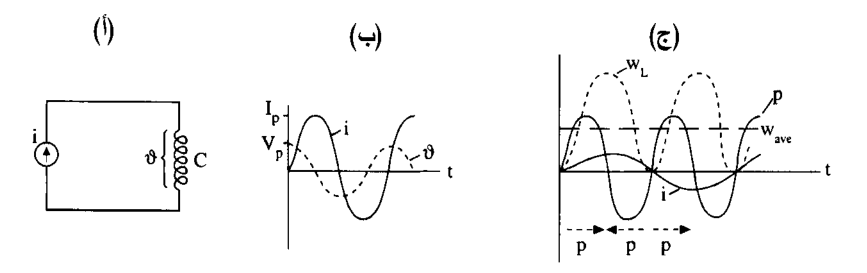
$$p = vi = Li\,\frac{di}{dt} = \frac{L\,I_p^2}{2}\sin 2t \qquad (20.1)$$

وتنطوي القيم الموجبة والسالبة لـــ p على أن الاستطاعة[9] تتدفق جيئةً وذهاباً بين المنبع والملف. إذن، وعلى غرار المكثفة، يقبل الملف طاقة من المنبع في أثناء ربع دور الموجة الجيبية، ويُعيدها إليه خلال الربع التالي. ويتجلى ذلك جيداً في عبارة الطاقة التالية:

$$w_{\mathrm{L}} = \int p\,dt = \frac{1}{2}L\,i^2 = \frac{L\,I_p^2}{2}\sin^2 t \qquad (21.1)$$

---

[9] تحديداً، الطاقة هي التي تتدفق جيئةً وذهاباً، والاستطاعة هي المعدل الزمني لتغيُّر الطاقة. لكن حين وصف التدفق، تُستعمل الاستطاعة والطاقة بالتبادل في المنشورات العامة.

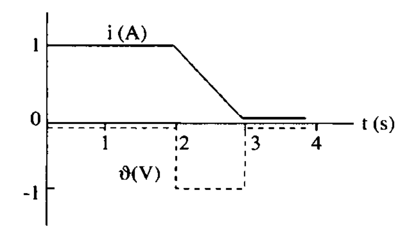


الشكل 7.1: (أ) ملف (حلزوني) يمر فيه تيار i. (ب) جهد وتيار جيبيان في الملف. (ج) منحنيات الاستطاعة والطاقة اللحظيتين والاستطاعة الوسطى. (ملاحظة: مطالا p و w_L ليسا بالمقاس الحقيقي).

وعموماً، تُعطى الطاقة المخزونة في ملف بالحد $Li^2/2$. وفي الحالة الجيبية، يُري هذا الحد أن الطاقة تزداد حينما يقبل الملف طاقة من المنبع، وتتناقص ثانية إلى الصفر عندما يُعيدها إليه. وهذا مبيَّن في الشكل 7.1–ج. ومن أمثلة خزن الطاقة على نطاق واسع تقانة جديدة سوف تمكِّن الصناعة من خزن طاقة رخيصة في خارج أوقات الاستهلاك الأعظمي في ملفات فائقة الناقلية لاستعمالها في أوقات طلب الطاقة الأعظمي. يتولَّد تيار كبير مستقر في ملف في أوقات الطلب الأصغري، ممثِّلاً $Li^2/2$ من الطاقة التي تتاح للاستعمال فيما بعد.

المثال 2.1

يمر تيار أولي شدته 1 أمبير $(i\,(t=0)=1\ \text{A})$ في ملف تحريضه يساوي 1 هنري. فإذا كان الجهد على طرفي الملف كذاك المبيَّن في الشكل 8.1، فما هو التيار المار عبر الملف؟



الشكل 8.1: شكل موجة التيار والجهد في ملف تحريضه يساوي 1 هنري.

بمكاملة العبارة $v = L\,di/dt$ نحصل على عبارة التيار:

$$i = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} v\,dt = \frac{1}{L}\int_{0}^{t} v\,dt + I_0$$

عند $0 < t < 2\text{s}$، يكون $i = I_0 = 1\text{ A}$، لأن $v = 0$ وفقاً للمبيَّن في الشكل. وعند $2\text{s} < t < 3\text{s}$ يكون:

$$i = \int_{2}^{t}(-1)\,dt + I_0 = 3 - t$$

تعطي هذه العلاقة الخط المستقيم المنحدر نحو الأسفل الذي يُعبِّر عن التيار. وعندما $t = 3\text{s}$، يكون $i = 0$، ومن أجل $t > 3\text{s}$، يبقى التيار صفراً لأن الجهد عند $t > 3\text{s}$ يساوي الصفر.

يُري هذا المثال أنه برغم أن الجهد يتغيَّر بقفزات آنية، فإن التيار المار في الملف يتغيَّر على نحو بطيء نسبياً.

يمكن تلخيص خصائص الملف بما يلي:

- لا يستطيع توليد جهد على طرفي ملف إلا تيار يتغير مع الزمن. لذا يكون الملف (بافتراض أن مقاومته معدومة) دارة قصر للتيار المستمر. ويمكن توليد جهود عالية جداً على طرفي ملف عند قطع التيار المار فيه فجأة (يمكن أن تتكوَّن قوس كهربائية في نقطة القطع إذا كان الانقطاع سريعاً جداً).

- ونظراً إلى أن الطاقة (التي لا يمكن أن تتغيَّر على نحو مفاجئ) المخزونة في ملف تُعطى بالعلاقة $w_L = \frac{1}{2} L I^2$، نستنتج أن التيار المار عبر الملف لا يمكن أيضاً أن يتغيَّر فجائياً إلا إذا أردنا توليد جهود لانهائية، وهذا شيء غير عملي. لذا يتصف التحريض بخواص تنعيم للتيار. فالملف الموضوع في دارة يمر عبرها تيار فيه تغيُّرات، سوف يُنعِّم تلك التغيرات.

- يمكن خزن مقدار محدَّد من الطاقة في الملف، ونظراً إلى عدم وجود آلية لتبديد الطاقة في الملف المثالي، لا يتبدد شيء من الطاقة.

4.4.1 البطاريات Batteries

ينص قانون جول على أن المقاومة التي يمر فيها تيار تولِّد حرارة. وتُقدَّم الطاقة الكهربائية إلى المقاومة غالباً من بطارية تحصل على الطاقة من تفاعلات كيميائية تحدث داخلها. إذن، يتضمن توليد الحرارة بواسطة المقاومة تحويلين: من طاقة كيميائية إلى كهربائية إلى حرارية. يُبين الشكلان 1.1 و9.1–أ رمز البطارية، ويدُل الخط الطويل في الرمز على طرف البطارية الموجب. وتُعتبر البطاريات منابع هامة للطاقة الكهربائية حينما تكون ثمة حاجة إلى جهد ثابت.

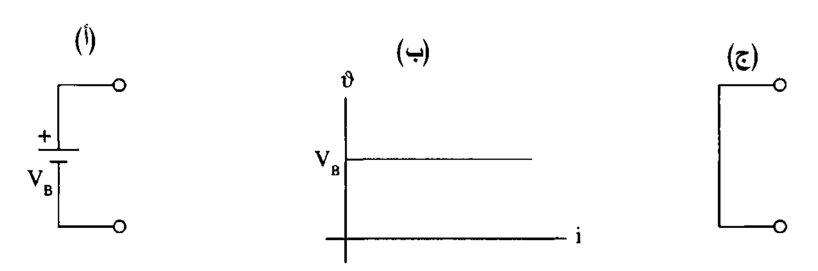
قبل استقصاء البطاريات العملية، سوف نوصِّف البطارية المثالية أو منابع الجهد المثالية. تُعرَّف البطارية المثالية بأنها المنبع الذي يُعطي دائماً جهداً ثابتاً، V_B مثلاً، بين طرفيه سواء مر تيار أم لا. أي إن جهد البطارية المثالية V_B مستقل تماماً عن التيار، وفقاً للمبين في الشكل 9.1–ب. ويُسمّى المنبع الذي من هذا القبيل منبعاً مستقلاً (يقال عن المنبع الموصول مع دارة أنه مستقل إذا أمكن تحديد قيمة جهده اعتباطياً[10]). ونظراً إلى أن البطارية المثالية تحافظ على الجهد V_B على طرفيها حتى حين قَصْر الطرفين معاً[11]، نستنتج أن هذا المنبع يمكن أن يقدِّم، نظريا، استطاعة لانهائية ($P = V^2/R$ تعني أنه عندما تكون المقاومة صفراً تصبح الاستطاعة لانهائية). ومن هنا تأتي صفة المثالية التي تتجلى في كون ميل منحني التيار التابع للجهد في الشكل 9.1–ب مساوياً للصفر. بتطبيق قانون أوم $R = V/I$ على الخط الأفقي الممثِّل للتيار التابع للجهد ينتُج أن المقاومة تساوي الصفر. لذا نستنتج أن المقاومة الداخلية للمنبع المثالي تساوي الصفر. وهذا ما يُفسِّر توليد البطارية المثالية لتيار نهائي حين قصْر طرفيها.

---

[10] ثمة أنواع خاصة من المنابع يعتمد جهدها على تيار أو جهد في مكان آخر من الدارة، وتُوصف تلك المنابع بأنها غير مستقلة أو متحكَّم فيها.

[11] دارة القِصَر هي مسار مقاومته معدومة (يتدفق التيار عبر المسار، أما الجهد على طرفي المسار فيساوي الصفر). على سبيل المثال، يمكن اعتبار قطعة من سلك نحاسي دارة قصَر. وفي مقابل دارة القصَر ثمة الدارة المفتوحة، وهي مسار لانهائي المقاومة (يمكن للجهد أن يوجد على طرفي المسار، لكن التيار عبره يساوي الصفر). ومن الممكن نمذجة هذين العنصرين بمبدال فصل ووصل.

بإهمال الصعوبات التي تسببها اللانهايات، نعلم أنه عندما ننظر من خلال طرفي بطارية مثالية، سوف نرى دارة قِصَر (أصبحنا الآن نستعمل لغة الدارات الدارجة). أو يمكننا قول ذلك بطريقة أخرى، إذا تمكنا بطريقة ما من ضبط قيمة V_B الخاص ببطارية مثالية وجعله صفراً، تحوَّلت البطارية إلى دارة قصَر وفقاً للمبين في الشكل 9.1–ج.

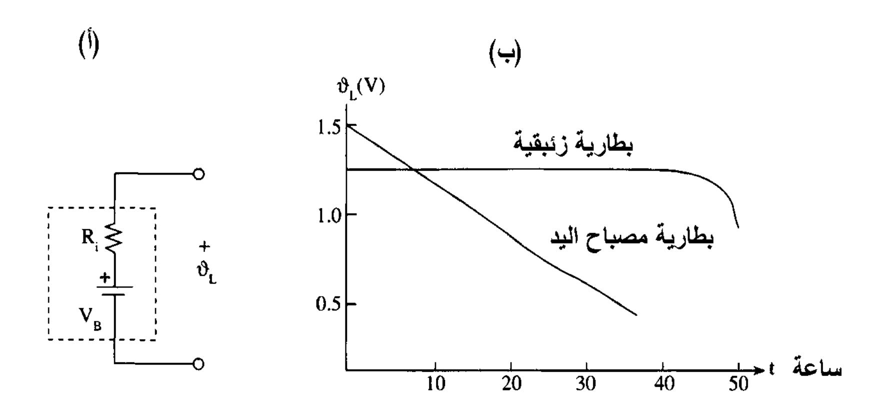


الشكل 9.1: (أ) بطارية مثالية. (ب) خصائص خرج البطارية المثالية. (ج) المقاومة الداخلية للبطارية المثالية تساوي الصفر.

إنه لمن الشائع أن تُمثَّل منابع الجهد في مخططات الدارات بمنابع مثالية، وهذا جيد ما لم تكن ثمة في الدارة مسارات تقْصِر تلك المنابع (إذا كان القصَر موجوداً، احتوى المخطط على خطأ وأصبح غير معبِّر عن أي دارة). أما المنابع العملية، فتتصف دائماً بوجود مقاومة داخلية فيها، وفق المبيَّن في الشكل 10.1–أ، وتُحدِّد تلك المقاومة التيار لتصبح قيمته غير لا نهائية إذا قُصِرت البطارية. طبعاً، R_i ليست مقاومة فعلية ضمن البطارية، بل هي تمثيل لكيمياء البطارية الحقيقية، وسبب تناقص الجهد بين طرفي البطارية حين ازدياد تيار الحمل. ويُسمى الجهد الداخلي V_B أيضاً بالقوة المحركة الكهربائية للبطارية. ونستنتج من مناقشاتنا السابقة بسهولة أن البطاريات الجيدة الكبيرة تتصف بمقاومة داخلية صغيرة (0.005 أوم لبطارية مشحونة تماماً)، وأن البطاريات الصغيرة التي جودتها أقل تتصف بمقاومة داخلية أكبر (0.15 أوم لبطارية مصباح اليد ذات المقاس C).

وثمة خاصية أخرى للبطاريات العملية هي ازدياد مقاوماتها الداخلية مع تفريغها. على سبيل المثال، يُري الشكل 10.1–ب الجهدين بين طرفي بطاريتين

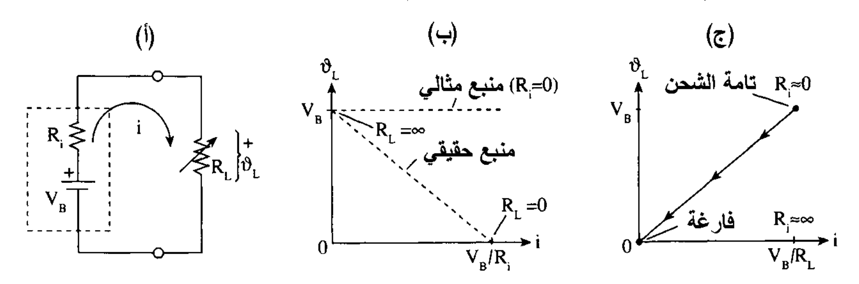
بوصفهما تابعين لعدد ساعات استجرار التيار من كل منهما. تُحافظ بطارية الزئبق على مستوى جهد يساوي 1.35 فولط طوال حياتها (لكن هذا المستوى ينخفض فجأة حين نفاد طاقة البطارية)، أما جهد بطارية مصباح اليد العادية، الذي يبدأ عند 1.55 فولط، فيتناقص باستمرار مع الاستعمال. وأما أنواع البطاريات الأخرى، فتقع في موقع ما بين المنحنيين (تتميَّز بطارية الليثيوم، التي يساوي جهدها 3.7 فولط، بمدة خزن تزيد على عشر سنوات. أما بطارية النيكل–كادميوم، ذات الجهد 1.25 فولط، فهي محكمة الإغلاق وقابلة للشحن. وثمة أيضاً بطاريات الرصاص الحمضية، التي يساوي جهدها 2 فولط، فهي كبيرة السعة وقابلة للشحن وتُستعمل في السيارت حيث توصل ثلاث خلايا منها تسلسلياً لتعطي 6 فولط، أو ست خلايا لتعطي 12 فولطاً). ويتحدَّد معدل تناقص الجهد المتوفر بين طرفي البطارية في أثناء تفريغها بالتفاعل الكيميائي داخلها. لكن كيمياء البطاريات خارج اهتمام هذا الكتاب، وما يهمنا هو أن انخفاض النشاط الكيميائي في أثناء التفريغ يمكن أن يقترن بزيادة في مقاومة البطارية الداخلية. لذا يمكن اعتبار أن البطارية التامة الشحن تتصف بمقاومة داخلية صغيرة تزداد تدريجياً مع استعمال البطارية وتصبح كبيرة جداً في البطارية الفارغة.



الشكل 10.1: (أ) بطارية عملية قوتها المحركة الكهربائية هي V_B، ومقاومتها الداخلية هي R_i. (ب) خصائص تفريغ نوعين من البطاريات.

يُبيِّن الشكل 11.1–أ دارة وُصلت فيها بطارية عملية إلى حمل، ممثَّل بالمقاومة R_L، تغذِّيه بالطاقة. يمكن لـــ R_L أن تكون المقاومة المكافئة لمذياع أو

تلفاز أو أي جهاز أو آلة كهربائية أخرى على هذه البطارية تغذيتها. وتساوي الاستطاعة التي تقدمها البطارية إلى الحمل i^2R_L. لكن نظراً إلى أن ثمة مقاومة داخلية في البطارية، فسوف تتبدَّد طاقة داخلها أيضاً. ويُعطى ضياع الاستطاعة الداخلي بـــ i^2R_i، ويظهر على شكل حرارة داخلية. لذا يكون قصْر البطارية الكبيرة السعة خَطِراً لأن كل الطاقة المتوفرة في البطارية يمكن أن تتحول بسرعة إلى حرارة وتؤدي إلى انفجار البطارية إذا لم تنصهر بسرعة.



الشكل 11.1: (أ) بطارية حقيقية موصولة مع حمل متغير. (ب) خصائص المنبع مع تزايد الحمل. (ج) خصائص المنبع الفارغ.

لنفترض الآن مؤقتا أن R_i ثابتة وأن R_L متغيرة (وقد مُثِّل ذلك بسهم على المقاومة في الشكل 11.1–أ)، ولنحلِّل الدارة في أثناء زيادة الحمل على البطارية. باستعمال قانون كيرشوف للجهد (العلاقة 10.1)، نحصل على ما يلي:

$$V_B = iR_i + iR_L \tag{22.1}$$

ويُعطى الجهد المطبق على طرفي مقاومة الحمل $v_L = i\,R_L$، أي الذي يظهر أيضاً بين طرفي البطارية الخارجيين، بـــ:

$$v_L = V_B - iR_i \tag{23.1}$$

وهذه معادلة خط مستقيم ميله ثابت ويساوي $-R_i$، وهو مبيَّن في الشكل 11.1–ب. إذن، يساوي الجهدُ المتوفر للحمل القوةَ المحركة الكهربائية في البطارية، مطروحاً منه الجهد الهابط على مقاومة البطارية الداخلية. ويساوي التيار الذي يتدفق في هذه الدارة التسلسلية (تبعاً للعلاقة 22.1):

$$i = \frac{V_B}{R_i + R_L} \tag{24.1}$$

وعندما تتناقص مقاومة الحمل R_{L}، يزداد تحميل البطارية. ووفقا للمبيَّن في الشكل 11.1–ب، يترافق ذلك بانخفاض في قيمة الجهد المتاح للحمل v_{L}، وهي نتيجة غير مرغوب فيها عادة. بحذف i من العلاقتين 23.1 و 24.1 ينتُج:

$$v_{\text{L}} = V_{\text{B}} \frac{R_{\text{L}}}{R_i + R_{\text{L}}} \qquad (25.1)$$

تُري هذه العلاقة كيف أن قيمة v_{L} تتناقص مبتعدة عن V_{B} مع تناقص R_{L}. إذن، عندما لا يكون ثمة حمل (R_{L} كبيرة جداً)، يكون الجهد المتوفر للحمل أعظمياً ويساوي $v_{\text{L}} \approx V_{\text{B}}$، وعندما يكون الحمل كبيراً ($R_{\text{L}} \approx 0$)، ينخفض الجهد الهابط على الحمل إلى الصفر تقريباً. وهذا هو ما يُفسِّر الصعوبات التي تعانيها شركات توليد الكهرباء في الصيف، على سبيل المثال، حينما يزداد طلب الكهرباء كثيراً بسبب تجهيزات تكييف الهواء غالباً[12]. وقيم الجهد التي تقل عن القيم الطبيعية تُجهِد تجهيزات المستهلكين الكهربائية، وهذا يؤدي إلى تسخين مفرط لها، وفي النهاية إلى تلفها[13]. والحل الواضح لانخفاض الجهد هو إنقاص المقاومة الداخلية بإزاحة نقطة تقاطع المستقيم مع محور السينات V_{B}/R_i نحو اليمين (الشكل 11.1–ب) لجعل المنحني أقرب إلى ذاك الخاص بالمنبع المثالي في الشكل 9.1–ب. طبعاً، تقتضي المنابع ذات المقاومة الداخلية الصغيرة صنع مولدات أكبر وأعلى تكلفة.

لتحقيق الشكل 11.1– ب افترضنا أن المقاومة الداخلية R_i تبقى ثابتة حينما تتغير مقاومة الحمل R_{L}. دعنا الآن نتحرَّى ما يحصل إذا بقيت مقاومة الحمل ثابتة وتغيرت المقاومة الداخلية. ومن أمثلة ذلك بطارية يجري تفريغها

---

[12] الدارة في الشكل 11.1–ب هي تمثيل عام للتزويد بالطاقة عند جهد ثابت. وهي تنطبق على بطارية مصباح يد تغذِّي مصباحاً صغيراً، وعلى خلية شمسية تغذِّي آلة حاسبة، وعلى بطارية سيارة لبدء تشغيل المحرك، وعلى محطة توليد كهرباء تزوِّد المنازل بالطاقة. توجد في جميع هذه المنابع قوة محركة كهربائية ومقاومة داخلية، بقطع النظر عن كون الجهد متناوباً أو مستمراً.

[13] يحصل فرط التسخين حينما ينخفض جهد المحرك الكهربائي، وهذا يؤدي إلى زيادة تياره للحفاظ على استطاعته ($p = vi$). وتؤدي زيادة التيار إلى زيادة المفاقيد الحرارية I^2R في ملفات المحرك، وهذا يزيد بدوره من الحرارة المتولِّدة التي يجب أن تتبدَّد في المحيط.

بإضاءة مصباح يدوي على نحو مستمر حتى استنزاف طاقتها. يُعطي الشكل 11.1-ج منحني الجهد والتيار لحالة تفريغ البطارية، حيث تشير الأسهم إلى مدى تقدُّم التفريغ. ويتضح من الشكل أن البطارية التامة الشحن، وابتداء بمقاومة داخلية صغيرة ($R_i \approx 0$)، يمكن أن تعطي تياراً $i \approx V_B/R_L$ وجهداً $v_L \approx V_B$. وبعد التفريغ ($R_i = \infty$)، يصبح كل من التيار في العلاقة 24.1، والجهد بين طرفي المقاومة، المعطى بالعلاقة 25.1، صفراً.

وخلاصة القول هي أن تناقص قيمة التيار إلى الصفر لا ينجم عن تناقص القوة المحركة الكهربائية إلى الصفر، فقيمتها تبقى مساوية V_B، بل أن المقاومة الداخلية تصبح كبيرة جداً. لذا يمكن الافتراض أن القوة المحركة الكهربائية في البطارية الفارغة تبقى على قيمتها الأصلية، مع مقاومة داخلية غدت كبيرة جداً. أي إن مقاومة البطارية الداخلية تعتمد على حالة شحنة البطارية وعلى عمرها (التخزيني).

ولقياس القوة المحركة الكهربائية لبطارية، نفصل الحمل، أي نجعل دارة البطارية مفتوحة، ونظراً إلى أن التيار يكون صفراً في هذه الحالة، نحصل وفقاً للعلاقة 23.1 على $v_L = V_B$. إن الجهد الذي يظهر على طرفي البطارية في حالة الدارة المفتوحة هو القوة المحركة الكهربائية ولقياس القوة المحركة الكهربائية لبطارية فارغة كلياً، يمكن استعمال مقياس جهد ذي مقاومة كبيرة جداً (أكبر من $10^7\,\Omega$). يُقارب مقياس الجهد الذي من هذا النوع الدارة المفتوحة، فهو لا يتطلب إلا تياراً ضئيلاً جداً لإعطاء النتيجة. وإذا كانت مقاومة المقياس كبيرة جدا بالنسبة إلى R_i، كانت النتيجة التي يعطيها هي القوة الكهربائية المحركة في البطارية.

ولقياس مقاومة البطارية الداخلية، يمكن قَصْرها برهة قصيرة جداً بواسطة مقياس تيار (مقياس أمبير) بين طرفيها وقراءة تيار القصَر (نظراً إلى خطورة هذا الإجراء، يمكن استعماله مع البطاريات الضعيفة التي من قبيل بطارية مصباح اليد. ويمكن لهذا الإجراء أن يحرق المقياس إذا لم يُستعمل تدريج التيار العالي المناسب).

حينئذ تعطى المقاومة الداخلية بقسمة القوة المحركة الكهربائية على تيار القصَر V_B/I_{sc}. وثمة إجراء أقل خطورة هو وصل مقاومة متغيرة بين طرفي البطارية وقياس v_L. تُغيَّر المقاومة باستمرار إلى أن تُصبح قيمة v_L نصف قيمة V_B. عند هذه النقطة تساوي قيمة المقاومة المتغيرة قيمة المقاومة الداخلية. وإذ كانت هذه الطريقة خطِرة أيضاً لأنها تضع مقاومة صغيرة جداً بين طرفي البطارية، يمكن اتباع الإجراء الوارد في المثال التالي.

المثال 3.1

حدِّد قيمة المقاومة الداخلية لبطارية قلوية عادية مقاسها C بتحميلها بمقاومة مقدارها 1 أوم.

من المعروف أن V_B في المقاومة القلوية العادية يساوي 1.5 فولط. وبالعودة إلى الشكل 11.1–ب، وبقياس الجهد على طرفي المقاومة التي قيمتها 1 أوم، نجد أنه يساوي 1.3 فولط، وهذا يعني هبوط جهد يساوي 0.2 فولط على R_i. ونظراً إلى أن التيار المار في الدارة يساوي $i = 1.3\,\mathrm{V}/1\Omega = 1.3\,\mathrm{A}$، تساوي المقاومة الداخلية $R_i = 0.2\,\mathrm{V}/1.3\,\mathrm{A} = 0.15\Omega$.

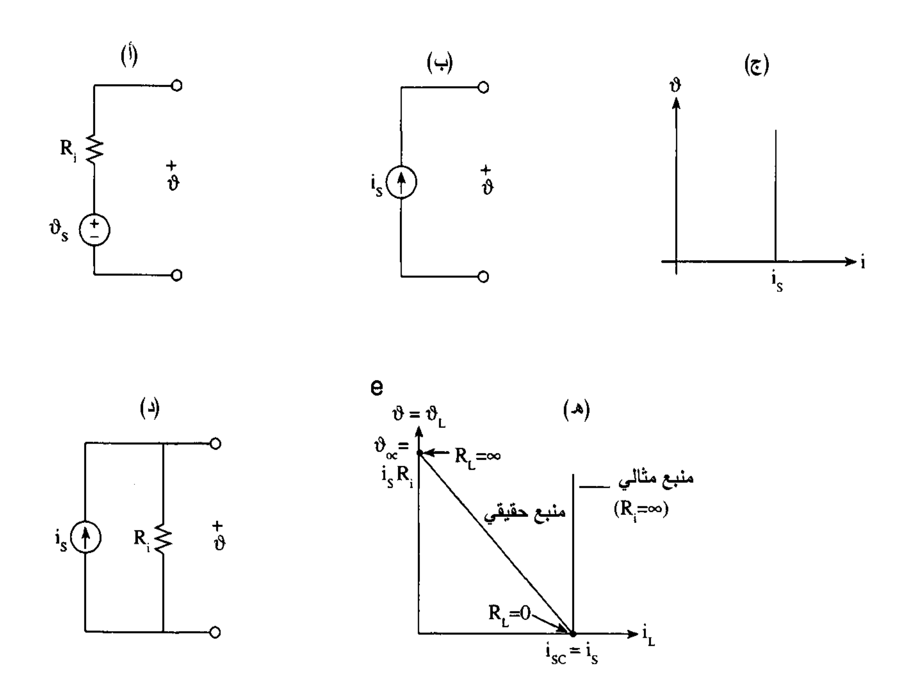
5.4.1 منابع الجهد والتيار Voltage and current sources

توفر منابع الجهد عموماً جهوداً يمكن أن تتغير مع الزمن على شكل موجة جيبية أو مربعة، أو جهوداً ثابتة مع الزمن كجهد البطارية. وفي الحالتين، تنطبق نفس المبادئ التي طُرحت في المقطع السابق على منابع الجهد عموماً. أي إن ثمة في كل نوع من منابع الجهد منبعاً مثالياً متسلسلاً مع مقاومة داخلية، وفقاً للمبين في الشكل 12.1–أ. لاحظ الرمز الجديد لمنبع الجهد المستقل الذي تُعتبر البطارية حالة خاصة منه، حيث يمكن اعتبار $v_s = 12\,\mathrm{V}$ في حالة بطارية جهدها يساوي $12\,\mathrm{V}$، على سبيل المثال.

والنوع الثاني من المنابع هو منبع التيار، الذي يُري الشكل 12.1–ب رمزه، والذي يُعطي تياراً مستقلاً عن الجهد، وفقاً للمبيَّن في الشكل 12.1–ج. يعني الخط العمودي على محور السينات (الفواصل)، الممثِّل للتيار بوصفه تابعاً للجهد، أن المقاومة الداخلية لمنبع التيار لانهائية (وذلك خلافاً لمقاومة منبع الجهد التي تساوي الصفر)، أي إذا تمكنا بطريقة ما من إنقاص مطال i_{s} إلى الصفر، حصلنا على دارة مفتوحة. هذا طبعاً منبع مثالي لا وجود له في العالم الحقيقي، لأنه يمكن أن يقدِّم طاقة لانهائية.

على سبيل المثال، تولِّد مقاومة حمل لانهائية (أي دارة مفتوحة) موصولة بين طرفي منبع مثالي استطاعة تساوي $p = i_{\mathrm{s}}^2 R_{\mathrm{L}}$، وهي استطاعة لانهائية على أساس أن منبع التيار المثالي يُحافظ على مرور التيار i_{s} عبر الدارة المفتوحة. لذا يتضمن منبع التيار الحقيقي دائماً مقاومة داخلية موصولة تفرعياً مع منبع التيار المستمر وفقاً للمبيَّن في الشكل 12.1–د. بترك طرفي منبع التيار بدون وصل مع حمل (دارة مفتوحة) كما في الشكل المذكور، يدور i_{s} ببساطة عبر R_i. ومن منابع التيار العملية ترانزستورات يمكن أن تحافظ على تيار ثابت مشابه لذاك المبيَّن في الشكل 12.1–ج لمجال واسع من مقاومات الحمل. لكن عندما تتجاوز مقاومة الحمل قيمة معينة، يتناقص التيار على نحو حاد.

للحصول عل خصائص الخرج، توصَل مقاومة حمل R_{L} مع منبع التيار الحقيقي المبيَّن في الشكل 12.1–د. فيتفرع الآن تيار المنبع i_{s} بين المقاومتين R_{L} و R_i. فإذا غيَّرنا R_{L} ورسمنا منحني جهد وتيار الحمل، حصلنا على الشكل 12.1–هـ. يبيِّن هذا المنحني، على غرار نظيره الخاص بمنبع الجهد في الشكل 11.1–ب، أنه مع نقصان R_{L}، يتناقص جهد الحمل ويصبح صفراً عندما تصبح R_{L} صفراً. حينئذ، يصبح التيار المار عبر مقاومة الحمل، التي هي الآن دارة قصَر، هو تيار المنبع $i_{\mathrm{L}} = i_{\mathrm{sc}} = i_{\mathrm{s}}$. ومن ناحية أخرى، عندما تكون مقاومة الحمل لانهائية، أي في حالة الدارة المفتوحة، يُصبح جهد الحمل $v_{\mathrm{L}} = v_{oc} = i_{\mathrm{s}} R_i$.



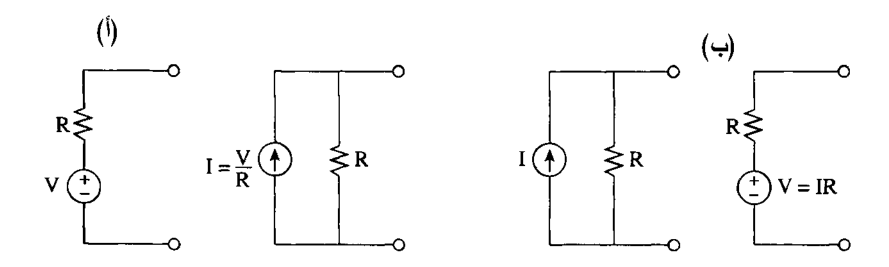
الشكل 12.1: (أ) منبع جهد حقيقي. (ب) منبع تيار مثالي. (ج) منحني الجهد والتيار لمنبع تيار مثالي. (د) منبع تيار حقيقي. (هــ) تغيرات جهد الحمل v_L وتيار الحمل i_L مع تغير مقاومة الحمل R_L حين وصلها مع المنبع الحقيقي في الشكل 12.1–د.

6.4.1 تكافؤ المنابع والتحويل فيما بينها

Source equivalence and transformation

فيما يخص مقاومة الحمل، ليس من المهم أن يكون المنبعُ منبعَ تيار أو جهد. فمثلاً إذا قُدِّمت استطاعة مقدارها 10 واط إلى مقاومة الحمل من منبع في صندوق أسود، فإنه ليس ثمة من طريقة لمعرفة ما هو موجود في ذلك الصندوق: منبع جهد أم منبع تيار. لذا يجب أن يكون ثمة تكافؤ بين النوعين نعرِّفه بالقول إنه إذا أنتج منبعان مستقلان نفس الجهد والتيار في R_L، كانا متكافئين من مختلف الجوانب الكهربائية. ويجب أن يكون التكافؤ قائماً من أجل جميع مقاومات الحمل، ومنها $R_L = 0$ و $R_L = \infty$. بكلمات أخرى، إذا ولَّد منبعان نفس تيار القصر I_{sc} عندما $R_L = 0$، ونفس جهد الدارة المفتوحة V_{oc} عندما $R_L = \infty$، كان المنبعان متكافئين.

بناء على تعريف التكافؤ هذا، تتوفر لنا الآن طريقة سريعة وسهلة للتحويل فيما بين نوعي المنابع. على سبيل المثال، إذا بدأنا بمنبع الجهد الحقيقي المبيَّن في الشكل 13.1–أ، وجدنا بسهولة أن $I_{sc} = V/R$، ووفقاً للعلاقة 25.1، $V_{oc} = V$. لذا يكون لمنبع الجهد الحقيقي المبيَّن في الشكل 13.1–أ منبعَ تيار مكافئاً تياره $I = V/R$، وتوجد على التفرُّع معه مقاومة R. وعلى غرار ذلك، إذا بدأنا بمنبع تيار وأردنا إيجاد منبع جهد مكافئ له، فإن الشكل 13.1–ب يبيِّن منبع تيار موصولاً على التوازي مع R ويُعطي تيار قصَر $I_{sc} = I$ حين قصْره، وجهد دارة مفتوحة $V_{oc} = I\,R$ عندما لا يكون ثمة حمل. ويبيِّن الشكل 13.1–ب منبع الجهد المكافئ.



الشكل 13.1: (أ) منبع جهد مع منبع تيار مكافئ له. (ب) منبع تيار مع منبع جهد مكافئ له.

الخلاصة هي أنه في حالة الدارة المفتوحة، يمثِّل V_{oc} دائماً القوة المحركة الكهربائية لمنبع الجهد المكافئ، وفي حالة دارة القصَر، يمثِّل I_{sc} دائماً تيار منبع التيار المكافئ. يُضاف إلى ذلك أنه يمكن الاستنتاج بسهولة أن مقاومة المنبع تُعطى دائماً بـــ $R = V_{oc}/I_{sc}$. وبالعودة إلى الشكل 13.1، نجد أن مقاومة المنبع R هي نفسها في جميع المتكافئات الأربعة. أي بالنظر من خلال طرفي منبع الجهد نرى المقاومة R فقط، لأن عنصر الجهد في المنبع الموصول تسلسلياً مع R، يكافئ قصَراً بالنسبة إلى المقاومة (انظر الشكل 9.1–ج). وعلى غرار ذلك، وفي حالة منبع التيار نرى R أيضاً، لأن عنصر منبع التيار نفسه، الموصول بالتوازي مع R يكافئ دارة مفتوحة.

توفر لنا الدارة المفتوحة ودارة القصَر أداتين فعالتين لتمثيل المنابع المعقدة بمنابع مكافئة بسيطة من قبيل تلك الواردة في الشكل 13.1. على سبيل المثال،

يمكن تمثيل المضخِّم الصوتي الذي يُعطي في خرجه صوتاً مضخَّماً، بواحد من المنابع المكافئة. إن المقدرة على رؤية جهاز معقد من قبيل المضخِّم على شكل منبع جهد بسيط متسلسل مع مقاومة تُساعد على فهم وتحليل الإلكترونيات المعقدة. وفي هذه الحالة، تتمثَّل مقاومة المنبع المكافئ بمقاومة خرج المضخم التي يجب أن تكون متوافقة[14] مع ممانعة المجهار بغية تحقيق نقل استطاعة الخرج العظمى إلى المجهار الموصول مع المضخم.

5.1 الدارات التسلسلية والتفرعية

Series and Parallel Circuit

لقد قدَّمنا أمثلة من هذه الدارات في معرض نقاشنا لقانوني كيرشوف (انظر الشكل 3.1)، وسوف نستقصيها الآن بالتفصيل. لقد رُسمت الدارة التسلسلية في الشكل 3.1–أ على شكل حلقة دائرية، لكن من الآن وصاعداً سوف نستعمل أشكالاً مستطيلة لأنها تبدو أكثر أناقة وأسهل متابعة في الدارات المعقدة. يُري الشكل 14.1–أ منبع جهد مع ثلاث مقاومات في دارة تسلسلية، وسوف نُري الآن أنها مكافئة لدارة المقاومة الواحدة المبينة في الشكل 14.1–ب، وذلك بملاحظة أن نفس التيار يمر في جميع عناصر الدارة. باستعمال قانون كيرشوف للجهد، نحصل على:

$$v_s = v_1 + v_2 + v_3 \qquad (26.1)$$

$$= R_1 i + R_2 i + R_3 i$$

$$= i\,(R_1 + R_2 + R_3)$$

$$= i\,R_{eq}$$

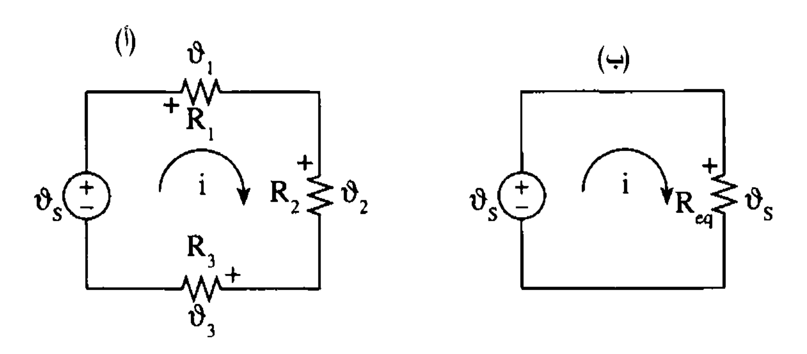
وذلك لدارة الشكل 14.1–أ. ونحصل أيضاً على $v_s = i\,R_{eq}$ لدارة الشكل 14.1–ب. وبمقارنة الحالتين نستنتج أن المقاومة المكافئة لـــ N مقاومة موصولة

[14] سوف نستقصي التوافق بالتفصيل في المقطع 5.6.1: الاستطاعة العظمى والتوافق.

تسلسلياً تساوي:

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \cdots + R_N \tag{27.1}$$

فيما يخص المنبع، لا فرق بين سلسلة المقاومات والمقاومة المكافئة لها، لأن علاقة الجهد بالتيار تبقى نفسها.



الشكل 14.1: (أ) دارة تسلسلية. (ب) الدارة المكافئة.

نؤكِّد ثانية أن الأحرف الصغيرة تدل على المقادير المتغيرة مع الزمن ($v_s = V \sin t$)، في حين أن الأحرف الكبيرة تدل على المقادير الثابتة التي من قبيل جهد بطارية ($V_B = 12\,\mathrm{V}$). إلا أنه يمكن أيضاً استعمال الأحرف الصغيرة للمقادير الثابتة. فمثلاً يمكن التعبير عن جهد البطارية بـــ: $v_s = 12\,\mathrm{V}$. والعرف السائد هو استعمال رمز البطارية عندما يكون توليد الجهد بتفاعلات كيميائية. أما عندما يأتي الجهد الثابت من وحدة تغذية أو مولِّد إشارة يُعطيان جهوداً ثابتة وأخرى متغيرة مع الزمن، فإن رمز منبع الجهد المبين في الشكل 14.1 هو الملائم. وثمة نقطة أخرى يجب التنويه إليها هي قطبية المنبع. يكون سهم التيار باتجاه الـــ + حينما يكون الجهد جهد بالوعة (هبوط جهد)، وباتجاه الـــ − في حالة منبع الجهد (صعود جهد). والمثال التالي يوضح هذه النقاط.

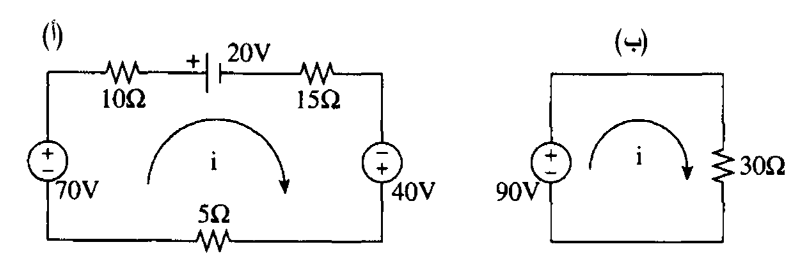
المثال 4.1

يُري الشكل 15.1–أ ثلاثة منابع موصولة تسلسلياً مع مجموعة من المقاومات. بسِّط الدارة واحسب الاستطاعة التي تقدِّمها المنابع.

باستعمال قانون كيرشوف للجهد لجمع هبوطات وصعودات الجهد حول الحلقة، وبالبدء بالمنبع ذي الـــ 70 فولطاً، نجد:

$$-70+10i+20+15i-40+5i=0$$
$$-90+30i=0$$
$$i=3\text{ A}$$

أي إن تيار الحلقة يساوي 3 أمبير، والدارة المكافئة هي الدارة ذات العنصرين المبينة في الشكل 15.1–ب. أما الاستطاعة التي تستهلكها المقاومات فتساوي $i^2R=3^2\cdot 30=270\text{ W}$، وهي نفسها التي يُقدِّمها منبع الجهد المكافئ ($90\text{ V}\cdot 3\text{ A}=270\text{ W}$). أما الاستطاعات التي تعطيها المنابع إفرادياً فهي: $70\cdot 3=210\text{ W},\ -20\cdot 3=-60\text{ W},\ 40\cdot 3=120\text{ W}$. من الواضح أن البطارية ذات الجهد 20 فولطاً تعمل بوصفها حملاً لأنها تُشحن بواسطة المنبعين الآخرين بمعدل يساوي 60 واطاً.



الشكل 15.1: (أ) دارة تسلسلية و(ب) مكافئتها.

والطريقة الثانية لوصل العناصر هي تلك المبيَّنة في الشكل 3.1–ب، والتي عُرضت في أثناء مناقشة قانون كيرشوف للتيار. في هذه التركيبة التفرعية، الجهد نفسه مطبق على المقاومتين، أما التيارات المارة عبر عناصر الدارة المختلفة فهي مختلفة. دعنا نستقصي دارة أكثر تعقيداً إلى حد ما وتحتوي على عقدتين، وهي الدارة المبينة في الشكل 16.1–أ. بجمع التيارات في العقدة العليا نحصل على:

$$i=i_1+i_2+i_3 \tag{28.1}$$

أي إن مجموع التيارات الثلاثة: $i_1=v_s/R_1$ و $i_2=v_s/R_2$ و $i_3=v_s/R_3$،

يساوي تيار المنبع i. وبالتعويض عن تلك التيارات في العلاقة الأخيرة نحصل على:

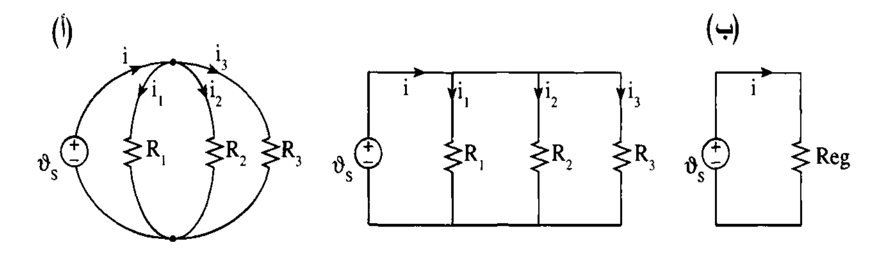
$$i = v_s\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \quad (29.1)$$

يُعرَّف مجموع الحدود التي بين قوسين في هذه المعادلة بأنه مقلوب المقاومة المكافئة للمقاومات التفرعية. وباستعمال قانون أوم ينتُج:

$$i = v_s \frac{1}{R_{eq}} \quad (30.1)$$

إذن، مقلوب المقاومة المكافئة يُعطى بـــ:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (31.1)$$



الشكل 16.1: (أ) طريقتان لرسم دارة ذات عقدتين وتتضمن منبع جهد وثلاث مقاومات تفرعية. (ب) الدارة المكافئة.

والدارة المكافئة مبينة في الشكل 16.1–ب. إن العلاقة 31.1 شائعة الاستعمال، ومن السهل تعميمها لتشتمل على N مقاومة موصولة معا تفرعيا. أما العلاقة المفيدة بوجه خاص فهي علاقة المقاومتين التفرعيتين:

$$R_{eq} = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (32.1)$$

يدل الرمز ‖ على الوصل التفرعي. إن ثمة حاجة دائمة إلى هذه العلاقة ويجب أن تُحفظ في الذاكرة. على سبيل المثال، تكافئ مقاومتان موصولتان تفرعياً، قيمة إحداهما $1\text{k}\Omega$ وقيمة الثانية $10\text{k}\Omega$، مقاومة قيمتها $0.91\text{k}\Omega$. أي إن قيمة المقاومة المكافئة لمقاومتين موصولتين تفرعياً أصغر من أصغرهما قيمة.

يمكن لتحليل المقاومات التفرعية أن يكون أسهل إلى حد ما إذا استعملنا الناقلية G التي تُعرَّف بأنها مقلوب المقاومة: $G = 1/R$. حينئذ تُمكِن كتابة قانون أوم بالصيغة $i = Gv$، وتصبح العلاقة 28.1:

$$i = v_s(G_1 + G_2 + G_3) \qquad (33.1)$$

إذن، الناقليات التفرعية تُجمع معاً:

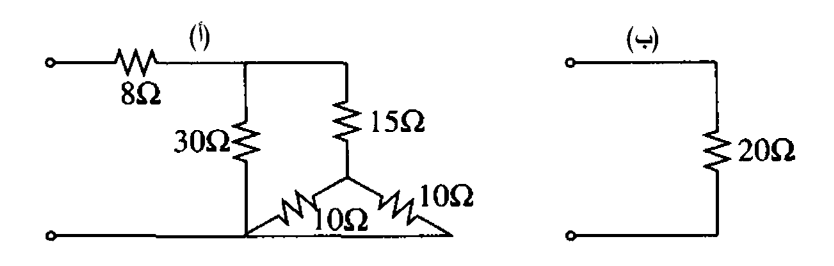
$$G_{eq} = G_1 + G_2 + G_3 \qquad (34.1)$$

والعلاقة 34.1 تكافئ العلاقة 31.1 لأن $G_{eq} = 1/R_{eq}$.

المثال 5.1

بسِّط شبكة المقاومات المبينة في الشكل 17.1–أ باستعمال قواعد التسلسل والتفرع.

أولاً، ضُمّ المقامتين التفرعيتين، اللتين قيمة كل منهما 10 أوم، معاً فتحصل على مقاومة مكافئة قيمتها 5 أوم. ثم اجمع قيمة هذه المقاومة مع قيمة المقاومة المتسلسلة معها التي تساوي 15 أوم، فتحصل على مقاومة مكافئة لهما تساوي 20 أوم. ضُمّ الآن هذه المقاومة إلى المقاومة الموازية لها والتي قيمتها 30 أوم، فتحصل على مقاومة مكافئة قيمتها 12 أوم. اجمع الآن قيمة هذه المقاومة مع قيمة المقاومة المتبقية التي قيمتها 8 أوم، المتسلسلة معها، فتحصل على المقاومة الكلية المبسطة التي تساوي قيمتها 20 أوم، والمبيَّنة في الشكل 17.1–ب.



الشكل 17.1: **(أ) شبكة مقاومات. (ب) المقاومة المكافئة المختزلة.**

1.5.1 تجزئة الجهد والتيار Voltage and current division

تُستعمل في الدارات العملية التي من قبيل مفتاح التحكُّم بشدة الصوت في المذياع دارات لتجزئة الجهد، ومن أمثلتها الدارة المبيَّنة في الشكل 18.1–أ، حيث تتحرك نقطة التفريع الوسطى بغية تغيير نسبة تجزئة الجهد v. يرى منبع الجهد v مقاومة تساوي R_1+R_2، ويمثِّل v_2 الجهد الهابط على الجزء R_2. أما التيار الناجم عن v فيساوي $i=v/(R_1+R_2)$. لذا يكون جهد الخرج v_2 مكافئا لـــ $i\,R_2$ الذي يساوي:

$$v_2 = v\,\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad (35.1)$$

وهذه هي معادلة مجزِّئ الجهد.

وتجزئة التيار مفيدة أيضاً، وإن كانت أعقد إلى حد ما. يُري الشكل 18.1–ب تياراً يتفرَّع إلى تيارين فرعيين i_1 و i_2. لتحديد هذين التيارين، يجب أولا تحديد i:

$$i = \frac{v}{R_1 \| R_2} = v\,\frac{R_1+R_2}{R_1R_2} \qquad (36.1)$$

ويُعطى التياران الماران في R_1 و R_2 ببساطة بـــ v/R_1 و v/R_2. باستعمال العلاقة 36.1 ينتُج:

$$i_1 = i\,\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad (37.1)$$

$$i_2 = i\,\frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad (38.1)$$

تمثِّل هاتان العلاقتان قاعدتَيْ تجزئة التيار، ومن الواضح أنهما ليستا بسيطتين كبساطة علاقة مجزِّئ الجهد. فعندما يتجزَّأ التيار عند عقدة من فرعين يتَّبع القاعدة القائلة بأن التيار الأكبر يمر في أصغر المقاومتين. وعند الحد الأقصى، عندما تساوي R_1 الصفر مثلاً، يمر كل التيار فيها، ولا يمر شيء في R_2، وهذا يتطابق مع مضمون العلاقة 38.1. إن تحليل الدارات يتطلب أن تكون قواعد تجزئة الجهد والتيار بمتناولنا بسهولة، ولذا تستحق الحفظ في الأذهان.

6.1 تبسيط الدارات Network Simplification

لقد بسَّطنا في الواقع بعض الدارات بتطبيق قواعد الدارات التسلسلية والتفرعية. أما حين الرغبة في استقصاء دارات أشد تعقيداً، تُسمى الشبكات غالباً، فثمة أدوات تحليل أخرى أكثر تطوراً علينا دراستها كي نتمكَّن من استعمالها. وفي الإلكترونيات، غالباً ما تواجهنا تجهيزات توصف بأنها أحادية المنفذ one port وثنائية المنافذ two port. والدارة الأحادية المنفذ هي من النوع المبيَّن في الشكل 13.1 والشكل 20.1. أما ثنائية المنافذ فهي على قدر كبير من الأهمية لأن معظم التجهيزات الإلكترونية المعقدة ينتمي إلى هذه الفئة. على سبيل المثال، يوجد في مضخم الصوت مدخل ومخرج، ويوصل مع المدخل مكرفون لا تستطيع إشارته الضعيفة تشغيل مجهار، ولذا يحصل تضخيمها. ويعمل المضخم عند مخرجه بوصفه منبعاً ذا استطاعة تستطيع بسهولة تشغيل مجهار موصول بنهايتي المخرج. إذن، كل ما يحتاج إليه المتعامل مع المضخم هو وصف لثنائي المنافذ. يُضاف إلى ذلك، أنه برغم أننا لم ندرس المضخمات حتى الآن، فإنه يمكننا استنتاج دارة أساسية للمضخم: عند الخرج، يجب أن يبدو المضخِّم كمنبع حقيقي. وبذلك يكون لدينا الآن نموذج بسيط عظيم الفائدة ثلاثي المكوِّنات لمضخم يقدِّم استطاعة إلى حمل: منبع جهد ومقاومة منبع موصولان تسلسلياً مع حمل من قبيل مجهار عند نهايتي الخرج يُمثَّل بـــ R_{L}. تبدو هذه الدارة البسيطة كتلك المبيَّنة في الشكل 11.1–أ (بعد الاستعاضة عن البطارية بمنبع جهد)، وهذا تمثيل صحيح لخرج المضخم. وسوف نستعرض الآن عدة مبرهنات، منها مبرهنة ثِفينين Thevenin، تمكِّن من الاستعاضة عن شبكة أو عن جزء منها بدارات مكافئة أبسط منها.

1.6.1 التكافؤ Equivalence

لقد ذكرنا التكافؤ سابقاً في المقطع 6.4.1 في معرض مناقشة تكافؤ المنابع والتحويلات فيما بينها. ونعيد تعريف التكافؤ الآن بما يلي: تكون الدارتان الأحاديتا المنفذ متكافئتين إذا كان لهما نفس منحني خصائص الجهد والتيار عند نهايتيهما.

2.6.1 التراكب Superposition

تقوم نظرية الدارات على التحليل الخطي. فعلاقات الجهد والتيار الخاصة بالمقاومات والملفات والمكثفات هي علاقات خطية، وتتصف تلك العناصر بأنها تبقى ثابتة على مجال واسع من الجهود والتيارات. وينجم عن الخطية مبدأ التراكب superposition الذي ينص على أنه يمكن تحديد الجهد أو التيار، في أي مكان من دارة تحتوي على أكثر من منبع واحد، بإيجاد التيار والجهد الناجمين عن منبع واحد أولاً، ثم عن منبع ثانٍ، وهكذا دواليك. وتكون النتيجة النهائية هي مجموع الجهود أو التيارات الإفرادية. إنها نظرية مفيدة، لأن تحليل دارة فيها منبع واحد أسهل كثيراً من تحليل دارة بعدة منابع في نفس الوقت. لكن، كيف يمكننا إطفاء جميع منابع الدارة باستثناء واحد منها؟[15] أتذكُر ما يحصل لمنبع جهد مثالي حين خفض جهده إلى الصفر؟ إنه يتحول إلى دارة قصَر (انظر الشكل 9.1). وعلى غرار ذلك، حينما يُكون تيار منبع تيار صفراً، تبقى في مكانه دارة مفتوحة (انظر الشكل 12.1). لذا يُستعاض عن جميع منابع الجهد في الدارة المتعددة المنابع، باستثناء واحد منها، بدارات قصَر، وعن منابع التيار بدارات مفتوحة. والمثال التالي يوضِّح الفكرة.

المثال 6.1

استعمل مبدأ التراكب لحساب التيار في الشكل 19.1–أ.

في حالة الاستجابة الخطية فقط (حالة الجهد والتيار، لا الاستطاعة)، تتكوَّن الدارة التي في الشكل 19.1–أ من تراكب للدارتين المبيَّنتَيْن في الشكلين 19.1–ب و19.1–ج. لذا يكون التيار مجموع تيارين: تيار ناجم عن منبع التيار وحده ويتدفق نحو اليسار، وتيار ناجم عن منبع الجهد وحده ويتدفق نحو اليمين. إذن:

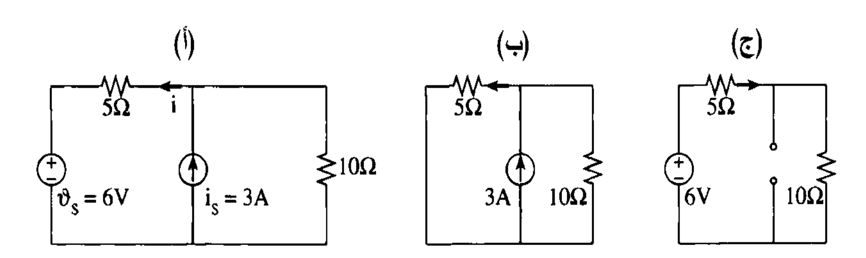
$$i = i\big|_{v_s=0} + i\big|_{i_s=0}$$

$$= 3\frac{10}{5+10} - \frac{6}{5+10}$$

$$= 2 - 0.4 = 1.6 \text{ A}$$

[15] بلغة الدارات، يُسمى ذلك قتل المنابع.

إذن، يساوي التيار المتدفق باتجاه اليسار في الدارة 19.1–أ 1.6 أمبير. إن مبدأ التراكب، الذي يتحقَّق بتجزئة المسألة إلى مجموعة من المسائل البسيطة، غالباً ما يقود إلى حل سريع لها، ويُعطي فكرة عن أكثر المنابع إسهاماً في تيار الدارة.



الشكل 19.1: (أ) دارة فيها منبع جهد ومنبع تيار. (ب) منبع الجهد مستبعد. (ج) منبع التيار مستبعد.

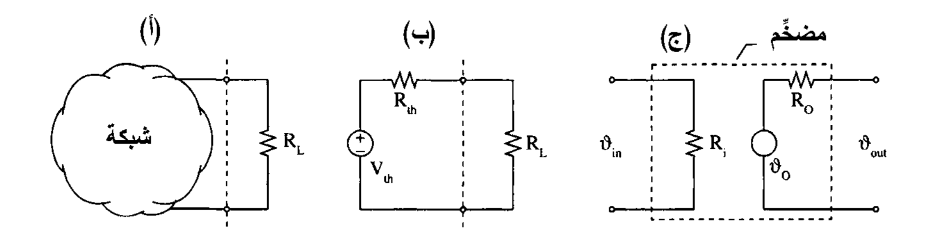
قد يكون من المفيد حساب الاستطاعة i^2R المتبددة في المقاومة التي تساوي 5 أوم بطريقة جمع الاستطاعات. هذا يُعطي: $(0.5)^2 \cdot 5 + (0.4)^2 \cdot 5 = 2.05$ W، في حين أن الاستطاعة المتبدِّدة فعلاً في تلك المقاومة تساوي $(0.1)^2 \cdot 5 = 0.5$ W فقط. وهذا يوضِّح أن مبادئ التراكب لا تنطبق إلا على الاستجابات الخطية فقط، والاستطاعة هي استجابة لاخطية لا تخضع لمبدأ التراكب.

3.6.1 مبرهنة ثِفينين Thevenin's Theorem

مبرهنة ثِفينين Thevinin هي إحدى أقوى مبرهنات نظرية الدارات وأكثرها فائدة. فهي تسهِّل جداً تحليل كثير من الدارات الخطية، وتعطي فكرة عن سلوك الدارات، وتمكِّن من الاستعاضة عن المنفذ الأحادي المعقد، الذي يمكن أن يحتوي على كثير من المنابع والدارات المعقدة، بمنبع حقيقي، أي بمنبع جهد ومقاومة متسلسلة معه. دعنا نستقصي الشكل 20.1–أ الذي يُري شبكة عامة مع نهايتَيْ نفاذ إليها. فإذا كانت الشبكة مضخماً، مثلاً، أمكن للنهايتين أن تكونا مخرجاً يوصل إليه حمل، من قبيل مجهار يمثَّل بالمقاومة R_L.

تنص مبرهنة ثِفينين على أنه حين النظر إلى جزء الشبكة الذي يقع إلى يسار

الخط العمودي المقطَّع، يمكن الاستعاضة عن المنفذ الأحادي بمنبع الجهد المثالي V_{th} والمقاومة R_{th} (وفق المبيَّن في الشكل 20.1–ب). V_{th} هو جهد الدارة المفتوحة و R_{th} هي نسبة جهد الدارة المفتوحة إلى تيار دارة القصَر في المنفذ الأحادي. ويُحدَّد جهد الدارة المفتوحة بفصل R_L وقياس أو حساب الجهد، ويتحدَّد تيار القصَر بقصْر R_L. وحينما يكون قصْر الخرج غير عملي، يمكن تحديد R_{th} أيضاً بإطفاء جميع منابع الشبكة (الاستعاضة عن منابع الجهد بدارات قصَر، وعن منابع التيار بدارات مفتوحة) وحساب مقاومة الشبكة الناتجة. وهذا ينطبق طبعاً على الشبكة المكافئة في الشكل 20.1–ب أيضاً. بقصْر منبع الجهد والنظر عبر الدارة، نرى R_{th}.



الشكل 20.1: (أ) شبكة أحادية المنفذ، ذات درجة ما من التعقيد، وموصولة مع مقاومة حمل. (ب) دارة ثِفينين مكافئة. (ج) دارة ثِفينين مكافئة لمضخم ربحه v_{out}/v_{in} مع مقاومتي الدخل والخرج.

وفيما يخص الحمل R_L، تُعتبر الشبكتان (أ) و(ب) متكافئتين. أي إن جهد وتيار المقاومة الناتجين في الدارتين متماثلان. وهذه نتيجة مفاجئة وتنطوي على أنه يمكن النظر إلى أي نهايتين (منفذ أحادي) على أنهما منبع حقيقي (الشكل 13.1)، وهذه ملاحظة سبق أن ذكرناها في المقطع 4.1 حين مناقشة تكافؤ المنابع[16]. وفي حين أن معالجتنا السابقة للمنابع الحقيقية، خاصة ما يتعلق بالمنابع الأحادية المنفذ،

[16] لقد اقتصرنا حتى الآن في تطبيقنا لمبرهنة ثِفينين على دارات التيار المستمر في المقام الأول، وهي تشكيلة من المقاومات ومنابع الجهد والتيار. وقد عوملت المكثفات والملفات بوصفها دارات مفتوحة ودارات قصَر في التحليل القائم على التيار المستمر. لكن في الفصول التالية سوف نُري أن مبرهنة ثِفينين تنطبق أيضاً على دارات التيار المتناوب بنفس القدْر، حيث يؤدي مفهوم ممانعة المكثفات والملفات والمقاومات دوراً مشابهاً لدور المقاومات في حالة التيار المستمر.

كانت سطحية، فإن مبرهنة ثِفِينين تضعها الآن على أرض صلبة. على سبيل المثال، حين النظر إلى مقاومة R (وهي منفذ أحادي) باعتبارها منبعاً حقيقياً، فإنها سوف تحقِّق $R_{\text{th}} = R$ و $V_{\text{th}} = 0$ وفقاً لمبرهنة ثِفينين.

لقد كان الغرض من المادة التي قُدِّمت حتى الآن توفير أساس لدراستنا للإلكترونيات. وإحدى لبِنات البناء الأساسية في الإلكترونيات هي المضخِّم. وحتى لو كانت معرفتنا لهذا الموضوع محدودة، يمكننا استعمال المناقشات الواردة في المقاطع الأخيرة لبناء دارة أولية لمضخِّم من قبيل تلك المبيَّنة في الشكل 20.1−ج. سوف ننظر إلى المضخِّم على أنه تجهيزة ثنائية المنافذ: منفذ الدخل، وهو طبعاً ليس منبعاً، ولذا سوف يُمثَّل بمقاومة، ومنفذ الخرج الذي يجب أن يقدِّم استطاعة إلى تجهيزة من قبيل مجهار، ولذا يُمثَّل بمنبع حقيقي. يُري الشكل 20.1−ج دارة مكافئة لمضخِّم بأكثر الصيغ بدائية مكَّنتنا مبرهنة ثِفينين من وضعها. وسوف نستعمل هذه الدارة تكراراً مع تقدُّم دراستنا للإلكترونيات.

4.6.1 مبرهنة نورتون Norton's Theorem

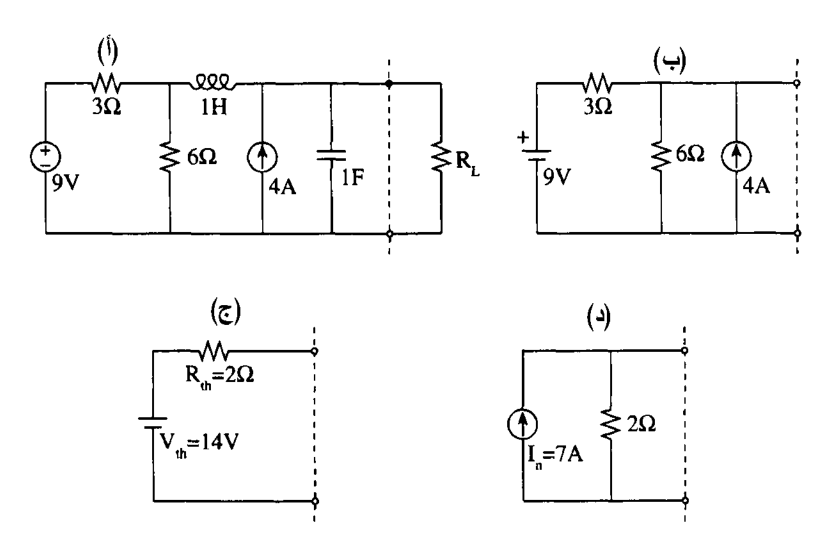
تُكمِّل مبرهنة نورتون Norton theorem مبرهنة ثِفينين. وهي تنص على أن الدارة المكافئة للمنفذ الأحادي يمكن أن تكون منبع تيار حقيقياً أيضاً (الشكل 13.1). تماثل مقاومة دارة نورتون مقاومة دارة ثِفينين R_{th}، أما تيار نورتون فيساوي I_{sc} الذي يتحدَّد بقصْر R_{L} وقياس التيار. ونظراً إلى أننا استقصينا سابقاً التحويلات فيما بين منابع الجهد والتيار، فإن العلاقة بين دارتَيْ ثِفينين ونورتون يجب أن تكون واضحة.

المثال 7.1

تُقدِّم الدارة المبيَّنة في الشكل 21.1−أ استطاعة إلى R_{L}. احسب دارتَيْ ثِفينين ونورتون المكافئتين للدارة الموجودة إلى يسار R_{L}.

نظراً إلى أن المنبعين هما منبعا جهد وتيار مستمران، تكون الدارة دارة تيار

مستمر يمكن تبسيطها بالاستعاضة عن الملف بدارة قصَر، وعن المكثفة بدارة مفتوحة، وفق المبيَّن في الشكل 21.1–ب. ولتحديد دارة ثِفِينين المكافئة لدارة الشكل 21.1–ب، يجب تحديد جهد الدارة المفتوحة V_{oc} الذي يمثِّل جهد ثِفينين: $V_{th} = V_{oc}$. وباستعمال مبدأ التراكب، نحدِّد أولاً $V_{oc}^{'}$ الناجم عن البطارية التي يساوي جهدها 9 فولط، ثم نحدِّد $V_{oc}^{''}$ الناجم عن منبع التيار الذي تساوي شدته 4 أمبير:



الشكل 21.1: (أ) R_L موصولة مع شبكة يُرغب في تحديد دارة ثِفينين المكافئة لها. (ب) شبكة مبسَّطة حينما يكون المنبعان منبعَيْ جهد وتيار مستمرين. (ج) دارة ثِفينين المكافئة. (د) دارة نورتون المكافئة.

$$V_{th} = V_{oc} = V_{oc}^{'} + V_{oc}^{''}$$

$$V_{th} = 9\,V \frac{6}{3+6} + 4\,A \frac{3 \cdot 6}{3+6}$$

$$= 6\,V + 8\,V = 14\,V$$

ولتحديد R_L، نقصِر البطارية ونفتح دارة منبع التيار ونحسب المقاومة بين نهايتي الدارة 21.1–ب التي تتكون من المقاومتين التفرعيتين 3 و6 أوم، أي: $R_{th} = 3 \| 6 = 2\Omega$. إن الدارة المكافئة مبيَّنة الآن في الدارة 21.1–ج، حيث لا يوجد أي فرق فيما يخص R_L بين الدارتين الأصلية والمكافئة.

وإذا بدأنا بدارة نورتون المكافئة، حصلنا على تيار القصَر بقصْر نهايتي الدارة 21.1–ب التي يمكن أن تعطينا تيار نورتون I_n. باستعمال التراكب هنا أيضاً ينتُج:

$$I_n = I_{sc} = 4\,\mathrm{A} + 9\,\mathrm{V}/3 = 7\,\mathrm{A}$$

إذن، دارة نورتون المكافئة هي منبع تيار شدته 7 أمبير موصول تفرعياً مع مقاومة مقدارها 2 أوم، وهي مبيَّنة في الشكل 21.1–د. ويمكننا الآن إجراء تدقيق مضاعف:

$$R_{th} = V_{th}/I_{sc} = 14/7 = 2\,\Omega$$

وهذه نتيجة مطابقة لما سبق حسابه. ويمكن أيضاً الحصول على I_n من دارة ثِفينين:

$$I_n = V_{th}/R_{th} = 14/2 = 7\,\mathrm{A}$$

وهي مطابقة أيضاً لما سبق حسابه.

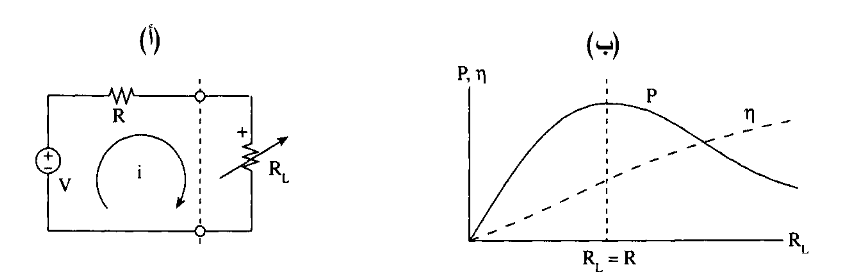
5.6.1 الاستطاعة العظمى والموافقة

Maximum power transfer and matching

لقد بذلنا في دراسة المنابع جهداً كبيراً حتى الآن، لأن كثيراً من التجهيزات الكهربائية يمكن أن تُعتبر منابع حقيقية بين نهايات ملائمة، وذلك بمساعدة نظرية ثِفينين، ومن أمثلة ذلك المضخِّم في الدارة 20.1–ج. ومن الطبيعي الآن طرح السؤال التالي: ما مقدار الاستطاعة الذي يمكن أن يُقدِّمه منبع إلى حمل موصول معه؟ للإجابة عن هذا السؤال سوف نستعيض أولاً عن المنبع المبيَّن في الشكل 22.1–أ بمكافئه وفقاً لمبرهنة ثِفينين، ونصِل حمْلاً متغيِّراً معه، ونغيِّر الحمل ونراقب اللحظة التي يحصل فيها تبديد أعظمي للاستطاعة في الحمل. عملياً، تماثل هذه الدارة تلك المبيَّنة في الشكل 11.1–أ باستثناء أننا مهتمون هنا بتغيُّرات الاستطاعة عند الحمْل بدلاً من تغيُّرات الجهد. تُعطى الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل بـــ:

$$P = i^2 R_L = \left(\frac{V}{R + R_L} \right)^2 R_L \qquad (39.1)$$

وهذه الاستطاعة موضَّحة بيانياً في الشكل 22.1–ب. ولتحديد قيمة R_L التي تستجر الاستطاعة العظمى من المنبع، أي لتحديد حالة نقل الاستطاعة العظمى، نفاضل العلاقة 39.1 بالنسبة إلى R_L:



الشكل 22.1: (أ) حمل متغيِّر، مُثِّل بمقاومة عليها سهم، موصولاً مع منبع. (ب) منحني الاستطاعة المبدَّدة في الحمل بدلالة مقاومة الحمل، مع منحني المردود η بدلالة مقاومة الحمل أيضاً.

$$\frac{dP}{dR_\text{L}} = V^2 \frac{(R+R_\text{L})^2 - 2R_\text{L}(R+R_\text{L})}{(R+R_\text{L})^4}$$

ونعطي هذا المشتق قيمة الصفر، فينتُج:

$$R_\text{L} = R \qquad (40.1)$$

وهذه نتيجة لافتة تُعرَف عادة بمبرهنة نقل الاستطاعة العظمى التي تنص على أن الاستطاعة العظمى المنقولة إلى الحمل تحصل عندما تكون مقاومة الحمل R_L مساوية لمقاومة المنبع الداخلية R. في هذه الحالة، أي عندما $R_\text{L} = R$، توصف مقاومة الحمْل بأنها متوافقة matched مع مقاومة المنبع. حينئذ، تُعطى الاستطاعة العظمى المقدَّمة إلى الحمل بـــ:

$$P = i^2 R_\text{L} = \frac{V^2}{4R_\text{L}} \qquad (41.1)$$

وعلى نحو مشابه، تساوي الاستطاعة P' المبدَّدة في المقاومة الداخلية R الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل، لأن $P' = i^2 R$. وتساوي الاستطاعة P_s التي يُولِّدها منبع الجهد:

$$P_s = iV = P + P' = V^2/2R_L$$

أي إن المنبع يُقدِّم إلى الحمل في حالة التوافق نصف الاستطاعة التي يولِّدها، ويُبدِّد النصف الآخر في داخله. لذا يكون المردود في حالة نقل الاستطاعة العظمى 50% فقط.

ويمكن تعريف مردود الاستطاعة η التي يقدِّمها المنبع عموماً بــ:

$$\eta = \frac{P_{\text{load}}}{P_{\text{source}}} = \frac{i^2 R_L}{iV} = \frac{R_L}{R + R_L} \tag{42.1}$$

التي تُعطي مردوداً مقداره 50% في حالة التوافق، وفقاً لما هو متوقَّع. أما المردود 100% فيحصل عندما تنعدم المقاومة الداخلية، أي عندما $R = 0$، أو عندما $R_L \to \infty$ (أي في حالة عدم استجرار استطاعة من قبل حمل).

متى يكون نقل الاستطاعة العظمى هاماً، ومتى يكون المردود الأعظمي أهم؟ تعتمد الإجابة عن هذين السؤالين على مقدار الطاقة المطلوبة وعلى سهولة توليدها. على سبيل المثال، لا تعمل محطات توليد الطاقة الكهربائية، التي تتعامل مع استطاعات أعلى كثيراً من الميغا واط، وفقاً لمبدأ نقل الاستطاعة العظمى، لأن نصف الاستطاعة سوف يتبدَّد في المحطة نفسها، وهذا شيء غير اقتصادي وغير مجدٍ وغير مرغوب فيه. وهو يتطلَّب مولِّدات ضخمة جداً لمجرد تصريف الحرارة المتولِّدة عن تبديد الاستطاعة فيها. يُضاف إلى ذلك أن جهد خرج المولِّد سوف ينخفض إلى النصف، وهذا بحد ذاته غير مقبول. لذا تميل منظومات الطاقة نحو العمل عند نقطة المردود الأعظمي بهدف الحفاظ على جهد خرج المولِّد ثابتا بقدر الإمكان مع تغيُّر الحمل.

وفي حين أن مهندسي الطاقة لا يستعملون نقل الطاقة العظمى إلا قليلاً، فإن مهندسي الاتصالات والإلكترونيات يعيشون معه. ففي مجال الاتصالات، غالباً ما تكون الإشارات ضعيفة وتكاد لا تتجاوز مستوى الضجيج باستطاعات من مرتبة المكرو واط أو أقل. وخلافاً لتوليد الطاقة الكهربائية (حيث يمكن التحكُّم بقيمة

المقاومة الداخلية R)، لا يمكن عادة التحكُّم في منابع الإشارة المستقبلة التي من قبيل المذياع والتلفاز والرادار. لذا على مهندس الإلكترونيات تعظيم استطاعة الإشارة الواردة من دارة المنبع، وهي حالة لا يكون فيها المردود هاماً. إن المهم في هذه الحالة هو تحقيق أعلى قيمةٍ لنسبة الإشارة إلى الضجيج، لأن ذلك يؤدي إلى أفضل استقبال للإشارة في منظومات الاتصالات، وهذا يتحقَّق بواسطة نقل الاستطاعة العظمى. لذا تُجرى موافقة مقاومة المجهار مع مقاومة خرج المضخِّم، أو ممانعة خرج الهوائي مع ممانعة دخل المستقبل لتحقيق أفضل أداء.

والخلاصة هي أن مبرهنة نقل الاستطاعة العظمى تنص على أن الشبكة الخطية ذات النهايتين تقدِّم استطاعة عظمى إلى الحمْل عندما تَجعل قيمته الجهد الهابط عليه مساوياً لنصف جهد الدارة المفتوحة. حينئذ تكون قيم مقاومة الحمل R_L مساوية لقيمة المقاومة التي نراها حين النظر إلى الشبكة من بين نهايتيها، أي مقاومة ثِفينين R_{th}. لقد وُضعت هذه المبرهنة أصلاً لمنابع الجهد الحقيقية، لكنْ وفقاً لمبرهنة نورتون، فإنها تنطبق أيضاً على حالة منابع التيار الحقيقية.

المثال 8.1

باستعمال مبرهنة ثِفينين، احسب الاستطاعة المبدَّدة في المقاومة التي تساوي 10 أوم في الشكل 19.1–أ. واحسب أيضاً قيمة المقاومة التي تحقِّق نقل الاستطاعة العظمى.

بالتعويض عن الدارة الموجودة في يسار المقاومة 10 أوم في الشكل 19.1–أ بدارة ثِفينين المكافئة لها ينتُج منبع جهد حقيقي فيه: $V_{th} = 21\text{V}$ و $R_{th} = 5\Omega$. وتساوي الطاقة المقدَّمة إلى المقاومة 10 أوم حينئذ $i^2R = (21/15)^2 \cdot 10 = 19.6\ \text{W}$. ومن أجل نقل الاستطاعة العظمى، يجب تغيير مقاومة الحمل لتصبح مساوية لــ R_{th}، أي 5 أوم، وهذا يُعطي استطاعة عظمى مبدَّدة تساوي $i^2R = (21/10)^2 \cdot 5 = 22.05\ \text{W}$.

من الجدير ذكره هو أن الاستطاعة المقدَّمة إلى المقاومة 10 أوم ليست أقل

كثيراً من الاستطاعة العظمى، برغم أن المقاومة بعيدة جداً عن أن تكون متوافقة مع المنبع. وقد ارتفع المردود أيضاً من 50% حتى 66.7% من أجل الحمل 10 أوم. وهذا جيد لأنه يعني أن الحصول على الاستطاعة العظمى تقريباً لا يقتضي أن تكون الأحمال متوافقة تماماً، بل يكفي أن تكون متوافقة تقريباً. حتى إن عدم التوافق الكبير، الذي يزيد من المردود على نحو ملحوظ، يمكن أن يُعطي استطاعة عظمى تقريباً.

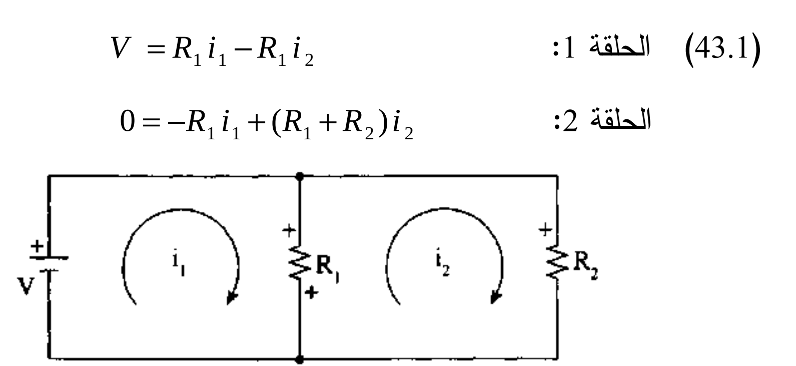
7.1 معادلات الحلقة Mesh or Loop Equations

حينما يزداد تعقيد الدارات، تصبح طرائق الحل السابقة، أي التراكب ومبرهنة ثِفينين، غير ملائمة. إلا أن ثمة تقنيتين فعالتين، هما تحليل الحلقة loop وتحليل العقدة node، تقومان على قانونَيْ كيرشوف، ويمكن استعمالهما لحل دارات بأي درجة من التعقيد. وتقود هاتان التقنيتان إلى مجموعة من المعادلات الخطية الآنية تمثِّل فيها تيارات الفروع وجهود العقد المجاهيل. لكن من النادر أن نحاول حل أكثر من ثلاثة أو أربع معادلات يدوياً، أو بالاستعانة بآلة حاسبة. فثمة برنامج حاسوبي عام يسمى سبايس SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) يمكن استعماله بسهولة لحل الشبكات المعقدة. أما فيما يخص أهدافنا هنا، فسوف نقتصر على دارات بمجهولين أو ثلاثة يمكن حسابهما بسهولة.

سوف نعرِّف أولاً بعض المصطلحات. العقدة هي نقطة اتصال ثلاثة أسلاك أو أكثر. والفرع هو أي نوع من الوصلات بين عقدتين. ومن دون الدخول في الجوانب الشديدة التخصُّص من دراسة توزُّع الدارات، يمكننا القول ببساطة في الوقت الراهن إن عدد المجاهيل في الدارة يساوي $b-n+1$، حيث إن b هو عدد فروع الدارة، و n هو عدد عقدها. يُري الشكل 23.1 دارة ذات ثلاثة فروع وعقدتين. لذا يساوي عدد المجاهيل فيها 2. والمجهولان هنا هما تياراً الحلقة i_1 و i_2 اللذان يُفترض أن كلاً منهما يتدفق على طول محيط حلقته. لذا سوف نستعمل قانون كيرشوف للجهد (المعادلة 10.1) لكتابة معادلتَيْ حلقة للتيارين i_1 و i_2:

$$V = R_1 i_1 - R_1 i_2 \qquad \text{:1 الحلقة} \qquad (43.1)$$

$$0 = -R_1 i_1 + (R_1 + R_2) i_2 \qquad \text{:2 الحلقة}$$



الشكل 23.1: دارة ذات نافذتين يظهر عليها تيار الشبكة. والمطلوب حساب التيار المار في R_1 باستعمال تحليل الشبكة.

توجد صعودات (منابع) الجهد في الطرف الأيسر من المعادلتين، وتوجد هبوطات الجهد في الطرف الأيمن منهما. بحل المعادلتين ينتُج:

$$i_2 = \frac{V}{R_2} \quad \text{و} \quad i_1 = \frac{V\,(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \qquad (44.1)$$

إذا تضمنت النتيجة إشارة سالبة لأحد التيارين المجهولين أو لكليهما، فهذا يعني أن الاتجاه الفعلي للتيار ذي الإشارة السالبة هو عكس الاتجاه المفترض. إن التيار المار عبر منبع الجهد هو i_1، واتجاهه هو نفس الاتجاه المفترض. والتيار المار عبر R_2 هو i_2، واتجاهه هو نفس الاتجاه المفترض أيضاً. أما التيار المار عبر المقاومة R_1، فهو حصيلة تيارَيْ الحلقتين:

$$i = i_1 - i_2 = V\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V}{R_2} = \frac{V}{R_1} \qquad (45.1)$$

إذن يتدفق تيار المقاومة R_1 بنفس اتجاه تيار الحلقة i_1. (تنطوي طبيعة هذه الدارة على أن i_1 دائماً أكبر من i_2. لماذا؟ ثمة تدقيق آخر لهذه الدارة الخاصة يأتي من حقيقة أن الجهد على طرفي كل من R_1 و R_2 يساوي V دائماً، وهذا يعني أن V/R_1 هو تيار R_1، و V/R_2 هو تيار R_2).

يُعتبر تحليل الحلقة طريقة عامة فعّالة لحساب تيارات وجهود أي دارة.

فعندما تتحدَّد تيارات الحلقات، تكون المسألة قد حُلَّت، لأنه يمكن تحديد جميع التيارات الأخرى من تيارات الحلقات. وثمة تبسيط لهذه الطريقة تجدر الإشارة إليه الآن: بدلا من استعمال $b-n+1$ معادلة يمكننا ببساطة عدُّ النوافذ في الدارة لتحديد عدد المجاهيل. توجد في دارة الشكل 23.1 نافذتان، ولذا يوجد مجهولان. ومن الواضح أن كل نافذة تقترن بتيار حلقة.

يمكننا، في الخلاصة، أن نعطي سلسلة الخطوات التي تبسِّط تحليل شبكات الدارات ذات المنابع البسيطة:

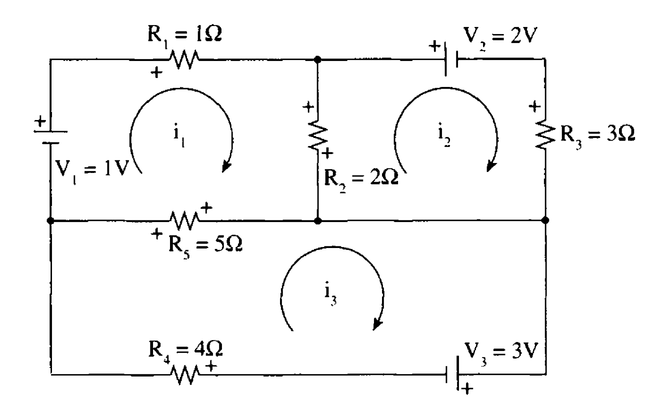
1. استعِض عن كل منابع التيار بمنابع جهد.
2. عُدَّ النوافذ في الدارة، وضع تيار حلقة باتجاه دوران عقارب الساعة في كل نافذة. يساوي عدد التيارات المجهولة عدد النوافذ.
3. طبِّق قانون كيرشوف للجهد على كل حلقة واكتب معادلات الحلقات. ضع جميع جهود المنابع الموجودة في الحلقة في الطرف الأيسر من المعادلة، وجميع هبوطات الجهد في الطرف الأيمن. وبغية تجنب الأخطاء، ضع علامات قطبية هبوطات الجهد على كل مقاومة (إشارة + في طرف دخول التيار في المقاومة).
4. لديك الآن مجموعة من المعادلات المرتبة والجاهزة للحل لتحديد تيارات الحلقة i_1 و i_2 و i_3..إلخ. وتُحلُّ المعادلات عادة باستعمال طريقة المعينات وقاعدة كرامر (المفصلة فيما يلي)، وهي الطريقة المعتَمدة في حل المعادلات الخطية. ومع أن اتجاهات تيارات الدارة رُسمت جميعاً اعتباطياً باتجاه دوران عقارب الساعة فقط، إلا أن ذلك يُعطي مصفوفة متناظرة ذات عناصر قُطْرية موجبة وعناصر لاقُطْرية سالبة. يُضاف إلى ذلك أن الحد القُطْري في مصفوفة المقاومات هو مجموع كل المقاومات في الحلقة ذات الصلة، وأن الحد اللاقُطْري هو المقاومة المشتركة بين حلقتين متجاورتين. لذا تُعتبر بنية المصفوفة هذه مفيدة في تدقيق الأخطاء.

أما تحليل العقد فهو طريقة بديلة تستعمل قانون كيرشوف للتيار لجمع التيارات

في كل عقدة، وهذا يُعطي مجموعة من المعادلات مجاهيلها هي الجهود فيما بين العقد. ونظراً إلى أنه يمكن استعمال تحليل الحلقات لحساب مجاهيل الدارة، فإننا لن نقدِّم هنا مزيدا عن تحليل العقد. يُقدِّم المثال التالي عرضاً مفصَّلاً لتحليل الحلقة.

المثال 9.1

في الدارة المبيَّنة في الشكل 24.1، احسب التيار المار عبر المقاومة R_2 والجهد الهابط عليها.



الشكل 24.1: دارة ذات ثلاث نوافذ رُسم فيها تيار كل حلقة.

توجد في الدارة خمسة فروع وثلاث عقد، وهذا يعني الحاجة إلى ثلاث معادلات حلقة مستقلة لتحديد جميع تيارات وجهود الفروع في الدارة. أو يمكننا استنتاج نفس الشيء بملاحظة أن ثمة ثلاث نوافذ في الدارة.

نظراً إلى أن تيارات الحلقات والقطبيات الناتجة منها قد حُدِّدت لكل مقاومة، يمكننا الانتقال إلى كتابة معادلات الحلقات. بالانطلاق من الحلقة الأولى فالثانية والثالثة، نحصل على:

$$V_1 = (R_1 + R_2 + R_5)i_1 - R_2 i_2 - R_5 i_3$$
$$-V_2 = -R_2 i_1 + (R_2 + R_3)i_2 - 0i_3$$
$$-V_3 = -R_5 i_1 - 0i_2 + (R_4 + R_5)i_3$$

وبإعادة كتابة المعادلات بطريقة مصفوفاتية، يمكننا كشف الأخطاء بسهولة لأن مصفوفة المقاومات يجب أن تكون متناظرة، ويجب أن تكون عناصر القطر موجبة والعناصر التي ليست على القطر سالبة:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -V_2 \\ -V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1+R_2+R_3) & -R_2 & -R_5 \\ -R_2 & (R_2+R_3) & 0 \\ -R_5 & 0 & (R_4+R_5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

لاحظ كيف أن هذه الصيغة تمكِّن من كشف الأخطاء على نحو جيد. يُضاف إلى ذلك أن أول عنصر قطري يمثِّل مجموع كل مقاومات الحلقة 1، وأن الثاني يمثِّل مجموع مقاومات الحلقة الثانية، وكذلك الأمر بالنسبة إلى العنصر الثالث الذي يمثِّل مجموع مقاومات الحلقة 3، وهذا وجه آخر من أوجه التدقيق. بالتعويض عن قيم المقاومات والجهود في المصفوفة ينتُج:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -2 \\ -3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8 & -2 & -5 \\ -2 & 5 & 0 \\ -5 & 0 & 9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

يمكن حل هذه المعادلات الثلاث لتحديد التيارات المجهولة باستعمال طريقة المعينات. نحصل على قيمة i_1 بوضع عمود الجهود في مكان العمود الأول من مصفوفة المقاومات وقسمة المعين الناتج على معين مصفوفة المقاومات. تُعرَف هذه الإجرائية بقاعدة كرامر Cramer's rule:

$$i_1 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & -2 & -5 \\ -2 & 5 & 0 \\ -3 & 0 & 9 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 8 & -2 & -5 \\ -2 & 5 & 0 \\ -5 & 0 & 9 \end{vmatrix}} = \frac{-66}{199} = -0.33 \text{ A}$$

حُسِبت قيمتا المعيَّنين بنشرهما بدلالة المعينات الصغرى. يُعطي الحل $i_1 = 0.33\,\text{A}$، وهو يتدفَّق بالاتجاه المعاكس للاتجاه المفترض في الشكل 24.1.

ويُحسَب التيار i_2 بطريقة مشابهة بعد وضع عمود الجهود في مكان العمود الثاني من مصفوفة المقاومات. بعد إنجاز الحسابات نحصل على $i_2 = -0.53\,\mathrm{A}$. وهنا أيضاً يُخالف اتجاه التيار i_2 الاتجاه المفترض في الشكل 24.1.

ويمكن الآن الحصول على التيار المار في المقاومة R_2:

$$i_{R_2} = i_1 - i_2 = (-0.33) - (-0.53) = 0.20 \text{ A}$$

ويتدفق هذا التيار عبر R_2 من الأعلى إلى الأسفل. ويُعطى الجهد الهابط على R_2 بـــ:

$$V_{R_2} = i_{R_2} R_2 = 0.20 \cdot 2 = 0.40 \text{ A}$$

أما قطبية هذا الجهد فهي الموافقة لكون أعلى R_2 موجباً.

8.1 الحالات العابرة والثوابت الزمنية في دارات الـــ RC والـــ RL

Transients and Time Constants in RC and RL Circuits

تسمى الدارة المكوَّنة من مقاومات ومكثفات بدارة RC. لكن في معظم الحالات التي نتحدث فيها عن دارات الـــ RC، فإنما نقصد دارة بسيطة تحتوي على مقاومة واحد ومكثفة واحدة.

باستثناء التقديم الوجيز للتغيُّرات الزمنية الجيبية الذي قمنا به في معرض دراسة خصائص المكثفات والملفات، فإننا لم نهتم إلا بالتيارات والجهود الثابتة. وهذا ليس مفاجئاً، لأن الدارات التي استقصيناها حتى الآن كانت تُغذَّى من منابع جهد مستمر من قبيل البطاريات التي تُعطي جهوداً ثابتة. لكن ماذا يحصل في أثناء البرهة القصيرة الفاصلة بين وصل البطارية بالدارة وقبل وصول الدارة إلى الحالة المستقرة؟ يقال عن الدارة في أثناء هذه البرهة إنها في حالة عابرة transient، والمقدرة على توصيف حالة الدارة في أثناء تلك المدة القصيرة على درجة عالية من الأهمية لأنه يُرينا، على سبيل المثال، كيفية شحن المكثفة حين وصل دارة RC مع بطارية، أو كيفية تغيُّر التيار في دارة RL حين وصلها مع البطارية، أو كيفية استجابة تلك الدارات إلى بطارية تُفصل وتوصل تكراراً، محاكية تطبيق موجة مربعة على الدارة.

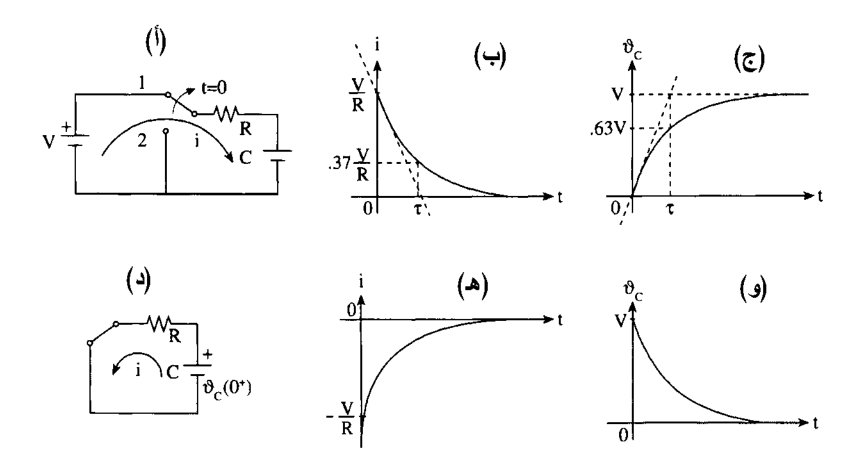
1.8.1 دارات الــ RC   RC circuts

يمكن للدارة المبيَّنة في الشكل 25.1–أ شحن المكثفة عندما يكون المبدال في الوضعية 1، وتفريغها عندما يكون في الوضعية 2. لكنْ يجب أن تتضمن الدارة مقاومة R، لتمثِّل جزءاً من البطارية أو المكثفة لأنهما ليستا مثاليتين وتبدِّدان طاقة، أو بوصفها مقاومة خارجية تُضاف إلى الدارة للتحكُّم في معدل الشحن. عندما يكون المبدال في الوضعية 1، وبدءاً من اللحظة $t = 0$، تُمكِن كتابة معادلة الجهد على طول محيط الحلقة بالصيغة التالية:

$$V = Ri + \frac{q}{C} = Ri + \frac{1}{C}\int_0^t i(\sigma)\, d\sigma \qquad (46.1)$$

لقد افترضنا أن المكثفة لم تكن مشحونة في البداية، أي $(1/C)\int_{-\infty}^{0} i\, d\sigma = 0$. ونظراً إلى أن جهد البطارية V ثابت، يمكننا مفاضلة المعادلة السابقة والحصول على معادلة أبسط مع حل لها:

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = 0 \quad ، \quad i = Ae^{-t/RC} \qquad (47.1)$$



الشكل 25.1: (أ) دارة تشحن مكثفة حتى جهد البطارية V عندما يكون المبدال في الوضعية 1، وتُفرِّغها عندما يكون في الوضعية 2. (ب) تيار الشحن. (ج) جهد الشحن. (د) دارة تفريغ المكثفة. (هــ) تيار التفريغ. (و) جهد التفريغ.

A ثابت مجهول يجب تحديده من حالة الدارة الابتدائية قبل البدء بالشحن. لقد تعلَّمنا أن المكثفة تتصف بعطالة تجاه الجهد، أي إذا كان جهد المكثفة صفراً قبل وضع المبدال في الوضعية 1، فإن جهد البطارية في اللحظة التالية لنقل المبدال مباشرة يجب أن يبقى صفراً، أي:

$$v_C(t=0^-) = v_C(t=0^+) = 0 \qquad (48.1)$$

0^- و 0^+ هما اللحظتان السابقة واللاحقة مباشرة للحظة وضع المبدال في الوضعية 1. ونظرا إلى عدم وجود جهد بين طرفي المكثفة بعد وضع المبدال في الوضعية 1 مباشرة، نستنتج أن التيار في تلك اللحظة يُساوي V/R. لذا، وباستعمال العلاقة 48.1، يمكننا القول إن التيار الابتدائي يُعطى بـــ:

$$i(t=0) = Ae^{-0} \equiv \frac{V}{R} \qquad (49.1)$$

هذا يعني أن $A = V/R$، ولذا يمكننا التعبير عن التيار في أي لحظة $t > 0$ بـــ:

$$i(t) = \frac{V}{R} e^{-t/RC} \qquad (50.1)$$

ويتناقص التيار مع ازدياد شحنة المكثفة، فيزداد جهدها من الصفر في البداية حتى:

$$v_C = \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = \frac{1}{C}\int_0^t \frac{V}{R} e^{-t/RC} dt = V\,(1 - e^{-t/RC}) \qquad (51.1)$$

وعندما يصل جهد المكثفة v_C إلى قيمة جهد البطارية V، ينعدم التيار، ويُقال عن المكثفة إنها مشحونة تماماً. ويحصل هذا عندما $t \to \infty$ (أو عملياً بعد مضي مدة أكبر كثيراً من RC، حيث إن RC هو الثابت الزمني للدارة). يُري الشكلان 25.1–ب و 25.1–ج تيار وجهد المكثفة[17]. من الواضح أن منحني الجهد على طرفي المقاومة، أي $v_R = Ri$، يأخذ شكل منحني التيار.

---

[17] بدلاً من المعادلة 46.1، كان بإمكاننا كتابة $V = Ri + v_C = RC\,dv_C/dt + v_C$ التي تعطي حين حلها المعادلة 51.1.

ويبدأ تفريغ المكثفة عندما يُنقل المبدال إلى الوضعية 2. تنفصل البطارية حينئذ، وتكوِّن المقاومة والمكثفة دارة RC مغلقة وفقاً للمبيَّن في الشكل 25.1–د. أما المعادلة التي تصِف الحالة الابتدائية الآن فهي مشابهة للمعادلة 48.1، باستثناء أن الطرف الأيمن منها يساوي V، أي $v_{\mathrm{C}}(0^-) = v_{\mathrm{C}}(0^+) = V$. أي إننا نفترض أن المكثفة مشحونة تماما قبل نقل المبدال إلى الوضعية 2: $v_{\mathrm{C}} = (1/C)\int_{-\infty}^{0} i\, dt = V$.

وتمثِّل المكثَّفة المشحونة الآن منبع تيار يُعطى في البداية بـــ $i = -V/R$ ويتدفق في الاتجاه المعاكس لاتجاهه في أثناء الشحن. لذا يُعطى تيار الشحن في حالة $t > 0$ بـــ:

$$i = -(V/R)e^{-t/RC}$$

والمنحني الذي يمثِّله مبيَّن في الشكل 25.1–هـــ. أما جهد المكثفة في أثناء التفريغ فيُعطى بـــ:

$$v_{\mathrm{C}}(t) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i\, dt = V + \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i\, dt$$

$$= V - \frac{1}{C}\int_{0}^{t} \frac{V}{R} e^{-t/RC}\, dt = V e^{-t/RC} \qquad (52.1)$$

والمنحني الذي يمثِّله مبيَّن في الشكل 25.1–و. وفي أثناء التفريغ، تعمل المكثفة عمل منبع التيار i، وتتمثَّل الطاقة المتبدِّدة الآن بـــ i^2R. والفرق بين البطارية والمكثفة، بوصفهما منبعين، هو أن البطارية تستطيع الحفاظ على جهد ثابت، أما المكثفة المشحونة فلا. ففي أثناء تفريغ المكثفة، يتناقص التيار أُسِّياً لأن شحنتها تتناقص. ومن ناحية أخرى، تُعطي كيمياء البطارية جهداً محدَّداً يولِّد تياراً يعتمد على الحمل، ونظراً إلى امتلاكها مخزوناً من الطاقة الكيميائية، تستطيع الحفاظ على ذلك الجهد. وفقط عندما تنضب تلك الطاقة الكيميائية المخزونة، يبدأ الجهد بالتناقص (ونعلن انتهاء عمر البطارية).

إذا نقلنا المبدال إلى الوضعية 2 قبل اكتمال شحن المكثفة، ساوى جهد المكثفة قبل بداية التفريغ الجهد $v_{\mathrm{C}}(0^-)$ الذي كان موجوداً على طرفيها قبل نقل

المبدال. حينئذ، تصبح المعادلة 52.1:

$$v_C(t) = v_C(0^-) + \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = v_C(0^-)e^{-t/RC} \qquad (53.1)$$

وهذه معادلة تُعطي المعادلة 52.1 إذا اكتمل شحن البطارية قبل نقل المبدال إلى الوضعية 2 (حينئذ يكون $v_C(0^-) = V$). لذا تُعتبر العلاقة 53.1 أكثر عمومية من العلاقة 52.1. ونأمل عدم حصول لبْس بسبب وجود مجموعتين من 0^- و 0^+، واحدة تخص الحالة العابرة عندما يوضع المبدال في الوضعية 1، والثانية تخص حالة نقل المبدال إلى الوضعية 2.

2.8.1 الثابت الزمني **Time constant**

يقترن الثابت الزمني τ time constant بالظواهر الأسِّية التي من قبيل $e^{-t/\tau}$، ويُعرَّف بأنه المدة التي تستغرقها الظاهرة كي تتناقص حتى $1/e$ (أي حتى $1/e = 1/2.71 = 0.37$) من قيمتها الابتدائية. إذن، عندما يكتمل 63% من الظاهرة، يكون قد انقضى وقت مقداره $t = \tau$. توفِّر لنا الثوابت الزمنية معياراً جيداً لسرعة حصول الحالات العابرة في الدارات. فعندما تنقضي المدد التالية: 1τ، 2τ، 3τ، 4τ، 5τ، تكون النسب التالية من الظاهرة العابرة متبقية لاكتمالها: 37%، 13%، 5%، 1.8%، 0.67%. حينئذ، وفي معظم التطبيقات العملية، يمكننا القول إن الحالة العابرة تكتمل بعد انقضاء مدة تساوي خمسة أضعاف الثابت الزمني، أي عندما يكون المتبقي منها ثُلثي الـ 1%. لذا فإن معرفة الثابت الزمني تمكِّننا من التقدير السريع للمدة التي يتطلبها وصول الحالة العابرة إلى الاكتمال.

وبالعودة الآن إلى العلاقة 50.1، نجد أن التيار في دارة شحن المكثفة سوف يتضاءل إلى $1/e$، أو إلى 37% من قيمته الابتدائية بعد انقضاء مدة قدرها $t = RC$. إذن، الثابت الزمني للدارة RC يساوي RC. كان بإمكاننا أيضاً استعمال الجهد بغية الوصول إلى نفس النتيجة. على سبيل المثال، وباستعمال العلاقة 51.1 التي تعطي جهد المكثفة، نستنتج أن المدة اللازمة لشحن مكثفة غير مشحونة، حتى 63% $(1 - 1/e = 1 - 1/2.71 = 0.63)$ من جهد البطارية، تساوي الثابت الزمني τ.

لقد أصبح بإمكاننا الآن أن نرى السمة الهامة التالية: يمثِّل الثابت الزمني واحدة من خصائص الدارة الهامة. فثابت الدارة RC الزمني $\tau = RC$ هو نفسه للشحن والتفريغ، وهذا ما يمكن استنتاجه بسهولة من خلال معاينة معادلة الشحن 51.1 ومعادلة التفريغ 52.1.

وثمة جانب آخر للثوابت الزمنية يجب فهمه. فما يمكن ملاحظته من الشكل 25.1–ب هو أن الظاهرة العابرة سوف تكتمل بعد انقضاء مدة تساوي الثابت الزمني τ لو تناقص التيار بنفس معدل تناقصه الابتدائي، أي بنفس الميل الذي ابتدأ به. إذا فاضلنا العلاقة 50.1 وأخذنا قيمة النتيجة عند $t = 0$، حصلنا على $di/dt = -i(0)/\tau$. تمثِّل هذه العلاقة ميل الخط المستقيم، الذي إذا ابتدأ عند $i(0) = V/R$، تقاطع مع محور الزمن عند $\tau = RC$. وهذا هو الخط المقطَّع في الشكل 52.1–ب. والخلاصة هي أنه يمكننا النص على ما يلي: يساوي الثابت الزمني المدة التي يستغرقها التيار للوصول إلى قيمته النهائية لو استمر بالتناقص بنفس معدل التناقص الذي ابتدأ به.

3.8.1 دارات الـــ RL — RL circuits

يُري الشكل 26.1–أ دارة RL وُصِلت مع بطارية في اللحظة $t = 0$. باستعمال قانون كيرشوف للجهد، نحصل عندما $t > 0$ على:

$$V = v_L + v_R = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{54.1}$$

بإعادة ترتيب هذه المعادلة التفاضلية بالصيغة $(d/dt)i + (R/L)i = V/L$، يمكننا الحصول على الحل الخاص والعام للتيار i من خلال المعاينة:

$$i = Ae^{-t/(L/R)} + \frac{V}{R} \tag{55.1}$$

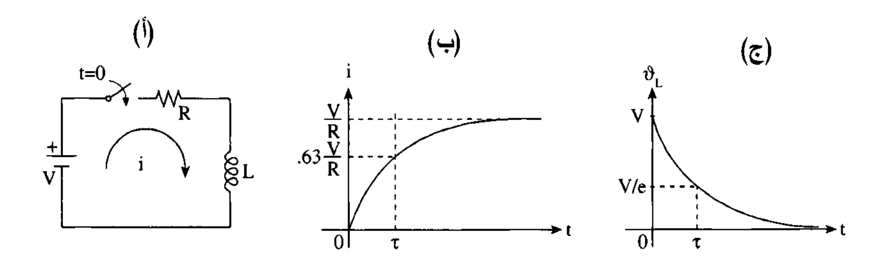
ويمكن تحديد الثابت المجهول A من حالة الدارة الابتدائية عندما لا يكون ثمة تيار مار في المقاومة أو الملف قبل إغلاق المبدال، أي:

$$i\big|_{t=0} = 0 = A + \frac{V}{R} \tag{56.1}$$

وهذه معادلة تحدِّد قيمة A. بالتعويض في العلاقة 55.1 ينتُج:

$$i(t) = \frac{V}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \qquad (57.1)$$

يساوي الثابت الزمني للدارة RL المقدار $\tau = L/R$. ويُري الشكل 26.1–ب منحني التيار بوصفه تابعاً للزمن. ويُري الشكل 26.1–ج الجهد على طرفي الملف، ومنه يتبيَّن أن كل جهد البطارية يظهر على طرفي الملف عند $t = 0$، وأنه، عندما يكون $t > 0$، يتخامد v_L إلى الصفر مع اضمحلال الحالة العابرة وبدء الملف بالعمل بوصفه دارة قصَر.



الشكل 26.1: (أ) بطارية موصولة مع دارة RL. (ب) التيار الناتج و(ج) جهد الملف.

يمكننا الآن أن نرى أن التيار يصعد بسرعة أولاً عندما يُغلَق المبدال في الدارة التحريضية، ثم يتباطأ تزايده تدريجياً. ولو لم يتباطأ تزايد التيار واستمر بالتزايد عند نفس معدَّل تزايده الأولي، لوصل إلى قيمته النهائية بعد مدة تساوي ثابت الدارة الزمني.

المثال 10.1

يُري الشكل 27.1–أ دارة تحريضية. يُفترض أن الدارة بقيت مفتوحة مدة طويلة قبل إغلاق المبدال، وأن جميع الحالات العابرة السابقة قد تلاشت، ولذا فإن التيار المار عبر البطارية والملف قبيل الإغلاق يساوي $i(0^-) = 10/(20+30) = 0.2\ \text{A}$. وفي اللحظة $t = 0$، يُغلق المبدال. ونظراً إلى عطالة الملف تجاه التيار، يمكننا القول إن:

$$i_L(0^-) = i_L(0) = i_L(0^+) = 0.20\ \text{A}$$

والمطلوب هو حساب قيمة i_L الذي يمر في الملف عندما يكون $t > 0$.

يتحول الملف إلى منبع، إضافة إلى البطارية، في أثناء الحالة العابرة. وتُخزن فيه طاقة تساوي $\frac{1}{2}Li^2(0)$ في لحظة إغلاق المبدال. ونظرا إلى أن المطلوب هو i_L عندما يكون $t > 0$، سوف نستعيض عن الدارة الموجودة في يسار الملف بدارة ثِفينين المكافئة لها. ولفعل ذلك نزيل L من الدارة ونحدِّد جهد الدارة المفتوحة المتمثِّل بجهد ثِفينين، أي:

$$V_{oc} = V_{th} = 10\ \text{V}\frac{40}{20+40} = 6.7\ \text{V}$$

وتُحسب مقاومة ثِفينين بعد الاستعاضة عن البطارية بقصَر:

$$R_{th} = 30 + \frac{20 \cdot 40}{20+40} = 43.3\ \Omega$$

(أ) (ب) (ج)

الشكل 27.1: (أ) تتولَّد حالة عابرة في دارة تحريضية حين إغلاق المبدال عند $t = 0$. (ب) دارة ثِفينين المكافئة و(ج) تيار الملف بعد إغلاق المبدال.

يُري الشكل 27.1–ب دارة ثِفينين المكافئة عندما يكون $t > 0$. ويساوي الثابت الزمني $\tau = L/R = 4/43.3 = 0.09\ \text{s}$. وبعد تلاشي الحالة العابرة، يستقر تيار الملف i_L عند القيمة $i_L(\infty) = 6.7/43.3\ \text{A} = 0.15\ \text{A}$. إذن، يساوي تيار الملف عند إغلاق المبدال 0.20 أمبير، ويتناقص هذا التيار أسِّياً بعدئذ ليستقر عند قيمة نهائية تساوي 0.15 أمبير. بوضع هذه القيم بصيغة معادلة نحصل عندما يكون $t > 0$ على:

$$i_L(t) = i_L(\infty) + (i_L(0^+) - i_L(\infty))e^{-t/\tau}$$

$$= 0.15 + (0.20 - 0.15)e^{-t/0.09}$$

$$= 0.15 + e^{-t/0.09}$$

وهذا هو الجواب المطلوب، وهو مبيَّن في الشكل 27.1–ج.

9.1 الخلاصة Summary

- قدَّمنا في هذا الفصل أساسيات نظرية الدارات اللازمة لدراسة الإلكترونيات. وقد عرَّفنا عناصر الدارة وعلاقاتها بالتيار والجهد التي نلخصها بما يلي:

R (مقاومة)	$v = Ri$	$i = Gv$
C (مكثف)	$v = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i\, dt$	$i = C\frac{dv}{dt}$
L (ملف)	$v = L\frac{di}{dt}$	$i = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} v\, dt$

- ثم صنَّفنا R على أنها تجهيزة لتحويل الطاقة (تحوّل الاستطاعة الكهربائية i^2R إلى استطاعة حرارية)، وصنَّفنا C و L على أنهما تجهيزتان لخزن الطاقة ($w_L = \frac{1}{2}Li^2$ و $w_C = \frac{1}{2}Cv^2$).
- وقدَّمنا قانونَيْ كيرشوف اللذين مكَّنانا من تحليل الدارات وحساب التيارات والجهود في أي مكان منها.
- ومكَّنتنا دارة ثِفينين المكافئة، عندما زاوجناها مع نقل الاستطاعة العظمى، من النظر إلى أي دارة ذات نهايتين على أنها منبع حقيقي. وأدى ذلك إلى نتائج هامة حين دراسة المضخِّمات، ومكَّننا من النظر إلى المضخِّم على أنه منبع حقيقي.
- وبغية تحقيق نقل استطاعة عظمى إلى الحمْل، وجب أن يكون المضخِّم والحمْل متوافقين، أي يجب أن تكون مقاومة خرج المضخِّم مساوية لمقاومة الحمل، أو قريبة منها ما أمكن.

سوف تستند دراسة الإلكترونيات في هذا الكتاب إلى هذه الأفكار التي سوف تُطوَّر بتفاصيل أكبر في الفصول التالية.

مسائل Problems

1. دقِّقْ صحة وحدات العلاقتين:

$$V = -\int E\, dl \quad \text{و} \quad W = \int F\, dl$$

2. وُصِلت بطارية جهدها 5 فولط مع صفيحتَيْ نحاس متوازيتين تفصل بينهما فجوة مقدارها 1 ميلّي متر. احسب القوة F، مقدَّرة بالنيوتن، التي يخضع إليها إلكترون موجود بين الصفيحتين. تساوي كتلة الإلكترون $9.11 \cdot 10^{-31}\,\text{kg}$.

3. ما المدة التي يستغرقها الإلكترون الموضوع في المركز بين صفيحتين، بعد تحريره، للوصول إلى إحدى الصفيحتين؟ تفصل بين الصفيحتين فجوة مقدارها 10 سنتي متر، ويساوي جهد البطارية الموصولة معهما 12 فولط.

الجواب: $6.9 \cdot 10^{-8}\,\text{s}$.

4. اكتب ثلاث صيغ مختلفة لقانون أوم.

5. اكتب صيغ عبارة الاستطاعة الثلاث.

6. يحمل سلك مقاومته 4 أوم تياراً شدته 1.5 أمبير. ما مقدار هبوط الجهد عليه؟ ***الجواب:*** 6 فولط

7. يساوي نصف قطر سلك مصنوع من خليطة نيكل وكروم 0.65 ميلّي متر. وتساوي المقاومة النوعية لهذه الخليطة $10^{-6}\,\Omega\text{m}$. ما طول السلك اللازم لصنع مقاومة مقدارها 4 أوم؟

8. أحد الأسباب الرئيسية لاستعمال النحاس في الأسلاك المنزلية والتجارية هو مقاومته النوعية المنخفضة التي تعطي أسلاكاً كهربائية منخفضة المقاومة. احسب مقاومة وحدة الطول لسلك النحاس ذي المقاس رقم 14 (gauge No. 14).

الجواب: $R/l = \rho/A = 8.17 \cdot 10^{-3}\,\Omega/\text{m}$. ملاحظة عن مقاسات

الأسلاك: (**رقم المقاس**، القطر بالميلِّي متر، مساحة المقطع بالميلِّي متر المربع): (4، 5.189، 21.18)، (6، 4.116، 13.30)، (8، 3.264، 8.366)، (10، 2.588، 5.261)، (12، 2.053، 3.309)، (14، 1.628، 2.081)، (16، 1.291، 1.309)، (18، 1.024، 0.8231)، (20، 0.8118، 0.5176)، (22، 0.6439، 0.3256).

9. يعطي مولِّد 300 أمبير عند فرق كمون مقداره 220 فولط. ما مقدار الاستطاعة التي يقدِّمها؟

الجواب: 66 كيلو واط.

10. يمر في مقاومة مقدارها 10 أوم تيار شدته 5 أمبير. احسب الاستطاعة المبدَّدة في المقاومة.

11. عُدْ إلى المسألة 10 واحسب الاستطاعة المبدَّدة في المقاومة باستعمال العبارة $P = V^2/R$.

12. يمر في مقاومة قيمتها 5 أوم تيار شدته 4 أمبير مدة 10 ثوان. احسب الطاقة الحرارية المبدَّدة في المقاومة.

الجواب: 800 جول.

13. يكافئ الكيلو واط الواحد 1.341 حصان بخاري (horsepower hp)، أو 0.948 وحدة حرارية بريطانية (British thermal unit Btu) في الثانية، أو 239 حريْرة في الثانية (cal/s). احسب المكافئ الكهربائي لـــ: 1 hp، 1 Btu/s، 1 cal/s.

14. يكافئ الجول الواحد، أو النيوتن متر (N-m)، أو الواط ثانية (W-s) 0.738 قدم–ليبرة (ft-lb). احسب مكافئ الكيلو واط ساعي (kilowatt-hour) بالقدم–ليبرة.

الجواب: $2.66 \cdot 10^6$ ft-lb.

15. تساوي مقاومة سخَّان كهربائي، مصمَّم للعمل بـــ 110 فولط، 15 أوم.

ما المدة اللازمة لرفع درجة حرارة 250 غرام من الماء من 10 درجات مئوية حتى 100 درجة مئوية؟

تساوي الحرارة النوعية للماء $1\text{cal}/\text{g}/^\circ\text{C}$، و $1\text{W-s} = 0.239\,\text{cal}$.
أهمل الحرارة النوعية للكأس الذي يحتوي على الماء.

16. رُكِّب سخان كهربائي في غرفة. فإذا كانت قيمة مقاومة السخان الداخلية 10 أوم، وإذا كانت تكلفة الطاقة تساوي 8 سنتات للكيلو واط الساعي، فما مقدار تكلفة تشغيل السخان باستمرار مدة 30 يوما؟ افترض أن الجهد يساوي 120 فولط.

الجواب: 82.94 دولاراً.

17. باستعمال قانون كيرشوف للجهد والشكل 3.1، احسب الجهد الهابط على المقاومة R_1 إذا كان جهد البطارية 12 فولط، وكان $V_{R_2} = 9V$.

18. باستعمال قانون كيرشوف للتيار والشكل 3.1، احسب التيار المار عبر المقاومة R_1 إذا كان تيار البطارية 1 أمبير، وكان $I_{R_2} = 0.5\ \text{A}$.

الجواب: 0.5 أمبير.

19. (أ) توصل بطارية جهدها يساوي 120 فولط بطرفي مقاومة قيمتها 10 أوم. ما مقدار الطاقة المتبدِّدة في المقاومة خلال 5 ثوان؟

(ب) يُوصل منبع تيار متناوب بين طرفي مقاومة قيمتها 10 أوم. ويعطي المولِّد جهداً قيمة ذروة موجته تساوي 169.7 فولط. ما مقدار الطاقة المبدَّدة في المقاومة خلال 5 ثوان؟

20. إذا كان جوابا الفقرتين (أ) و (ب) في المسألة 19 متماثلين، فماذا تستنتج؟

21. في دارة الشكل 4.1–أ، يُعطى الجهد بـــ $v(t) = V_p \cos 10t$.

(أ) احسب الاستطاعة اللحظية والوسطى المبددة في المقاومة R.

(ب) بالعودة إلى عبارة الاستطاعة اللحظية، ماذا تستطيع قوله عن اتجاه تدفق الاستطاعة في دارة الشكل 4.1–أ؟

الجواب: $p(t)=V_p^2\cos^2 10t/R$ ، $P_{\text{ave}}=V_p^2/R$.

22. (أ) احسب عرض الفجوة الفاصلة بين صفيحتيْ مكثفة متوازيتين والمحشوة بالميكا كي تكون سعة المكثفة 0.05 مكرو فاراد إذا كانت مساحة الصفيحة $100\,\text{cm}^2$.

(ب) هل يمكن لهذه المكثفة أن تعمل عند جهد يساوي 100 فولط؟

(ت) ما مقدار الجهد الأعظمي الذي يمكن لهذه المكثفة أن تعمل عنده؟

23. تُطبَّق نبضة تيار مربعة، مطالها 20 ميلِّي أمبير، ومدتها 3 ميلِّي ثانية، على مكثفة سعتها 5 مكرو فاراد ($i=0$ عندما $t<0$، و $i=20\,\text{mA}$ عندما $0\le t<3\text{ms}$، و $i=0$ عندما $t>3$ ms). احسب جهد المكثفة v. افترض أن المكثفة لم تكن مشحونة عند $t<0$.

الجواب: $v=0$ عند $t<0$، و $v=4\cdot10^3 t$ عند $0\le t<3\text{ms}$، و $v=12\,\text{V}$ عند $t>3$ ms.

24. احسب الطاقة العظمى التي تُخزن في مكثفة الشكل 5.1–أ. افترض أن الجهد المطبَّق معطى بـــ $200\sin 2\pi t$ وأن $C=5\mu\text{F}$.

25. تُطبَّق نبضة مربعة مطالها 2 فولط، ومدتها 3 ميلِّي ثانية على ملف تحريضه يساوي 2 ميلِّي هنري ($v=0$ عندما $t<0$، و $v=2\,\text{V}$ عندما $0\le t<3\text{ms}$، و $v=0$ عندما $t>3$ ms). احسب تيار الملف الناتج مفترضاً أن التيار البدائي معدوم عند $t<0$.

الجواب: $i=0$ عندما $t<0$، و $i=10^3 t$ عندما $0\le t<3\text{ms}$، و $i=3\,\text{A}$ عندما $t>3\text{ms}$.

26. توصل بطارية مصباح يد عادية من المقاس D مع حمل مقاومته 3 أوم. وبعد 6 ساعات من الاستعمال المتقطع المتكرر، ينخفض جهد الحمل من

1.5 فولط إلى القيمة الأخيرة المفيدة التي تساوي 0.9 فولط.

(أ) احسب المقاومة الداخلية للبطارية عند جهد الحمل المساوي لــ 0.9 فولط.

(ب) احسب القيمة الوسطى للجهد V في أثناء مدة حياة البطارية المفيدة.

(ت) احسب القيمة الوسطى للتيار I في أثناء مدة حياة البطارية المفيدة.

27. في المسألة السابقة:

(أ) احسب الاستطاعة الوسطى التي تقدِّمها البطارية.

(ب) احسب الطاقة المقدَّمة مقدَّرة بالواط الساعي watt-hour.

(ت) إذا كان سعر البطارية 1.20 دولار، فما هي تكلفة البطارية مقدَّرة بالسنت للكيلو واط ساعي؟ قارن هذه التكلفة بالتكلفة التي تتقاضاها محطات توليد الكهرباء والتي تساوي عادة 8 سنتات للكيلو واط الساعي.

الجواب: (أ) 0.48 واط. (ب) 2.88 واط ساعي. (ت) 41667 سنت للكيلو واط الساعي، أي إنها أغلى بــ 5208 مرة من الطاقة التي تقدِّمها محطات توليد الكهرباء.

28. يُمثَّل منبع بصندوق أسود له نهايتان. فإذا كان جهد الدارة المفتوحة بين النهايتين 6 فولط، وكان التيار المار بينهما حين وصلهما معاً 2 أمبير، مثِّل الصندوق الأسود بمنبع جهد حقيقي، أي احسب v_s و R_i للدارة المبينة في الشكل 12.1–أ

29. يُمثَّل منبع بصندوق أسود ذي نهايتين. فإذا كان جهد الدارة المفتوحة بين النهايتين 6 فولط، وكان التيار المار بينهما حين وصلهما معاً 2 أمبير، مثِّل الصندوق الأسود بمنبع تيار حقيقي، أي احسب i_s و R_i للدارة المبينة في الشكل 12.1–د.

الجواب: 2 أمبير، 3 أوم.

30. توصل ثلاث مقاومات قيمها تساوي 1 أوم، و 2 أوم، و3 أوم تسلسلياً مع منبع جهد مثالي جهده يساوي 12 فولط. احسب الجهد الهابط على كل مقاومة.

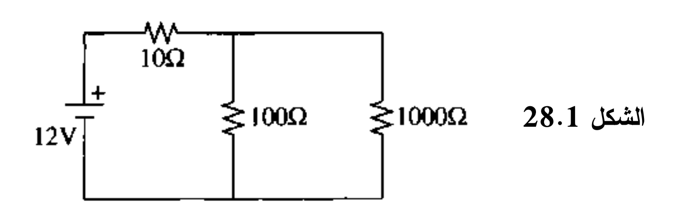
31. توصل مقاومات المسألة السابقة تفرعياً مع منبع تيار مثالي يُعطي تياراً شدته 11 أمبير. احسب تيار كل مقاومة.

الجواب: 6 أمبير، 3 أمبير، 2 أمبير.

32. (أ) احسب تيار البطارية في الشكل 28.1.

(ب) احسب التيار المار في كل مقاومة.

(ت) احسب الجهد الهابط على كل مقاومة.



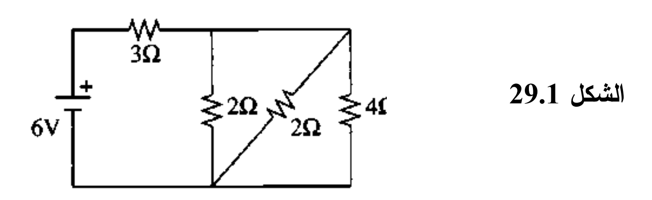
الشكل 28.1

33. (أ) احسب التيار المار في كل مقاومة في الشكل 29.1.

(ب) احسب الجهد الهابط على كل مقاومة.

(ت) احسب الاستطاعة التي تقدِّمها البطارية.

الجواب: (أ) 1.58 أمبير، و 0.63 أمبير، و 0.32 أمبير. (ب) 4.7 فولط، 1.3 فولط. (ت) 9.47 واط.



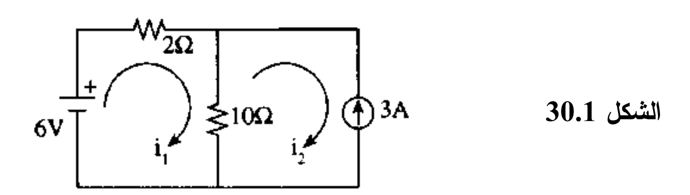
الشكل 29.1

34. استعمل قانونَيْ كيرشوف لكتابة معادلتَيْ حلقة للتيارين i_1 و i_2 في الدارة

المبينة في الشكل 30.1 (انظر الشكل 23.1). احسب هذين التيارين ثم:

(أ) احسب التيار المار في المقاومة 10 أوم والجهد الهابط عليها.

(ب) احسب التيار المار في المقاومة 2 أوم والجهد الهابط عليها.



الشكل 30.1

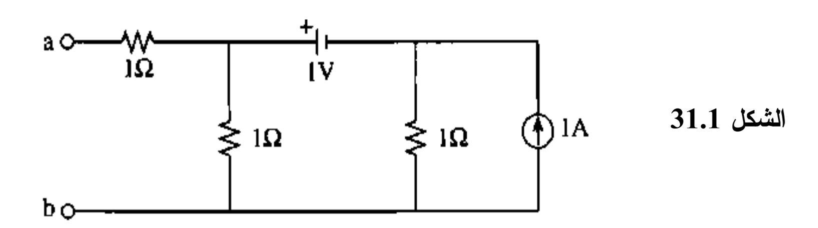
35. كرِّر المسألة 34، أي احسب التيارات والجهود المجهولة في (أ) و (ب)، لكنْ استعمل في هذه المرة مبدأ التراكب فقط.

الجواب: (أ) 1 أمبير، 10 فولط. (ب) 2 أمبير، 4 فولط.

36. كرِّر حل المسألة 34، أي حدِّد التيارات والجهود المجهولة في (أ) و (ب)، لكنْ استعمل هذه المرة مبرهنتَيْ ثِفينين ونورتون فقط. *مساعدة*: استعض عن الدارة التي في يمين المقاومة 2 أوم بدارة ثِفينين المكافئة لها، أو استعض عن الدارة التي في يسار المقاومة 10 أوم بدارة نورتون المكافئة لها.

37. حدِّد دارة ثِفينين المكافئة للدارة التي بين النهايتين a و b في الدارة المبيَّنة في الشكل 31.1.

الجواب: $R_{\mathrm{th}} = 1.5\Omega$ و $V_{\mathrm{th}} = 1\mathrm{V}$.

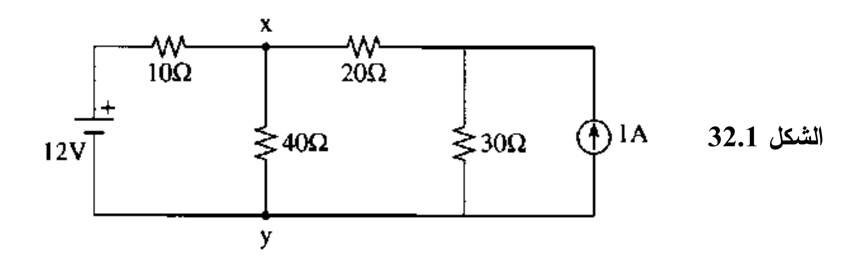


الشكل 31.1

38. إذا وُصِلت مقاومة بين نهايتَي الدارة المبينة في الشكل 31.1، فما هي قيمتها التي تؤدي إلى نقل الاستطاعة العظمى إليها؟ ما قيمة الاستطاعة العظمى الناتجة؟

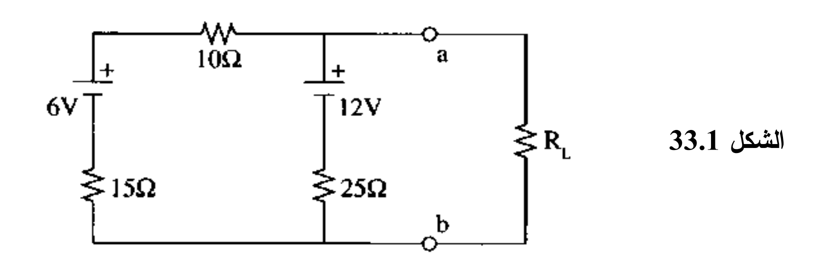
39. حدِّد دارة ثِفينين المكافئة للدارة المبيَّنة في الشكل 32.1 مرئية من بين النهايتين x و y.

الجواب: 12.414 فولط، 6.896 أوم.



الشكل 32.1

40. المقاومة R_L موصولة بين النقطتين a و b في الدارة المبيَّنة في الشكل 33.1. (أ) حدِّد قيمة R_L لتحقيق نقل الاستطاعة العظمى. (ب) ما مقدار تلك الاستطاعة؟ (ت) ما مقدار الاستطاعة المقدَّمة للمقاومة R_L حينما تساوي 10 أوم؟



الشكل 33.1

41. ناقش معنى موافقة الحمل من ناحية نقل الاستطاعة.

42. استعمل تيارَيْ حلقة في الشكل 23.1 لحساب التيار المار في المقاومة R_1 بعد افتراض أن اتجاه التيار i_2 مخالف لاتجاه دوران عقارب الساعة.

43. احسب التيار i_2 في الدارة المبيَّنة في الشكل 24.1.

الجواب: -0.532 A.

44. احسب التيار i_3 في الشكل 24.1.

45. استعمل طريقة الحلقة لحساب التيار i_1 في دارة الشكل 24.1 مفترضاً أن

التيار i_3 يجري مخالفاً لاتجاه دوران عقارب الساعة.

46. استعمل معادلات الحلقة لحساب التيار المار في المقاومة R_5 في دارة الشكل 24.1.

الجواب: $i_{R_5} = i_1 - i_3 = 0.19 \text{ A}$.

47. هل ثمة من فائدة في افتراض نفس الاتجاه لكل تيارات الحلقات حين كتابة معادلات الحلقة؟

48. إشارة إلى الشكل 25.1–د، تُشحن مكثفة سعتها 2 مكرو فاراد حتى يُصبح جهدها 12 فولط، ثم توصل بين طرفي مقاومة قيمتها 100 أوم:

(أ) حدِّد الشحنة الابتدائية في المكثفة.

(ب) حدِّد التيار الابتدائي المار عبر المقاومة 100 أوم.

(ت) حدِّد الثابت الزمني.

الجواب: (أ) $24 \cdot 10^{-6} \text{ C}$. (ب) 0.12 A. (ت) $200 \ \mu\text{s}$.

49. احسب شحنة المكثفة وتيار المقاومة في اللحظة $t = 1\text{ms}$ في دارة المسألة 48.

50. توصل ثلاث مكثفات تسلسلياً مع بطارية جهدها يساوي 100 فولط. فإذا كانت سعاتها تساوي: 1 مكرو فاراد، و0.1 مكرو فاراد، و0.01 مكرو فاراد، فما مقدار فرق الكمون على طرفي كل مكثفة؟

مساعدة: برهن أولاً على أن السعة المكافئة للسعات الثلاث الموصولة تسلسلياً تساوي:

$$\frac{1}{C_{\text{eq}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

ثم استعمل قانون كيرشوف للجهد لبيان أن جهد البطارية يُحقِّق:

$$\begin{aligned} V &= V_1 + V_2 + V_3 \\ &= \frac{1}{C_1}\int i\,dt + \frac{1}{C_2}\int i\,dt + \frac{1}{C_3}\int i\,dt \\ &= \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)\int i\,dt \\ &= \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) Q \end{aligned}$$

يمكننا الآن حساب قيمة Q التي تتراكم في المكثفة المكافئة C_{eq}، وهي نفس الشحنة التي توجد أيضاً في كل مكثفة. إذن، تساوي الجهود الهابطة على المكثفات الثلاث: $V_1 = Q/C_1$ و $V_2 = Q/C_2$ ، و $V_3 = Q/C_3$. يجب ألاّ يحصل لبْس بسبب وجود نفس الشحنة في كل مكثفة: فشحنات صفائح المكثفات الموصولة معاً متعاكسة، ولذا يفني بعضها بعضاً مع بقاء $+Q$ و $-Q$ على الصفيحتين الخارجيتين للمكثفتين الطرفيتين.

الجواب: 0.9 فولط، 9 فولط، 90 فولط.

51. توصل مكثفة غير مشحونة سعتها 2 مكرو فاراد تسلسلياً مع مقاومة قيمتها 10 كيلو أوم وبطارية جهدها 12 فولط:

(أ) احسب شحنة المكثفة وجهدها بعد مدة طويلة جداً.

(ب) حدِّد شحنة المكثفة وجهدها بعد مضي مدة تساوي ثابتاً زمنياً واحداً.

52. تُشحن مكثفة سعتها 2 مكرو فاراد حتى 12 فولط، ثم توصل بين طرفَيْ مقاومة قيمتها 100 أوم.

(أ) حدِّد الطاقة الابتدائية المخزونة في المكثفة.

(ب) حدِّد الطاقة المخزونة في المكثفة بعد انقضاء مدة تساوي ثابتين زمنيين.

الجواب: (أ) 144 مكرو جول، (ب) 2.64 مكرو جول.

53. وُصل ملف تحريضه يساوي 1 ميلّي هنري، ومقاومة قيمتها 1 كيلو أوم تسلسلياً مع بطارية جهدها 12 فولط مدة طويلة. والدارة مشابهة لتلك المبينة في الشكل 26.1. وتُبعَد البطارية فجأة من الدارة وتحُلُّ محلها مقاومة قيمتها 1 كيلو أوم:

(أ) حدِّد التيار الابتدائي i_0 في الملف في لحظة الاستبدال.

(ب) احسب التيار في الدارة بعد انقضاء مدة تساوي ثابتين زمنيين.

(ت) احسب الطاقة الحرارية الكلية المبدَّدة في المقاومة حينما تتناقص قيمة تيار الملف من قيمتها الابتدائية حتى الصفر.

54. احسب الثابت الزمني لدارة مكوَّنة من ملف تحريضه 10 ميلِّي هنري ومقاومة قيمتها 100 أوم.

الجواب: 100 مكرو ثانية.

55. افترض أن المبدال في الشكل 27.1–أ قد أُغلق مدة طويلة بحيث استقر التيار المار في الملف عند القيمة $i_L = 0.15\,A$. وافترض أن البطارية قد أُبعدت فجأة. (أ) احسب الجهد الهابط على المقاومة 30 أوم وارسم المنحني الذي يمثِّله. (ب) ما مقدار ثابت الدارة الزمني.

56. يُغلق المبدال في الدارة 27.1–أ في اللحظة $t = 0$. حدِّد تيار المبدال عند $t > 0$.

الجواب: $0.11 - 0.018\exp(-t/0.09)\ A$.

الفصل الثاني

دارات التيار المتناوب

AC Circuits

1.2 تقديم Introduction

انصب اهتمامنا في الفصل السابق على دارات التيار المستمر في المقام الرئيسي. إن التيارات والجهود المستقرة هي أبسط ما يحصل في الدارات على نطاق واسع. لذا تبدأ دراسة الإلكترونيات عادة بتحليل دارات التيار المستمر. وفي هذا الفصل، سوف نستمر في دراسة الدارات بواسطة تحليل الحالة المستقرة لدارات التيار المتناوب alternating current.

إن أبسط الجهود والتيارات المتغيِّرة مع الزمن التي تصادفنا في الدارات على نطاق واسع هي الجهود والتيارات الجيبية sinusoidal. فهي تبدِّل اتجاهاتها دورياً، وتُعرف عموماً بالتيارات المتناوبة. وبرغم أن ثمة كثيراً من الإشارات المتناوبة[1]، ومنها الموجة المربعة square wave وموجة سن المنشار sawtooth والموجة المثلثية triangular وغيرها، فإن التيار المتناوب يعني غالباً إشارة متناوبة جيبية. ثمة خاصية محدَّدة للتابع الجيبي لا توجد في أي شكل موجي آخر: إذا غُذِّيت دارة

---

[1] حين اللزوم، سوف نستعمل المصطلح إشارة (signal) بدلاً من الجهد أو التيار. طبعاً، في مجال توليد الطاقة الكهربائية، نادراً ما تُستعمل الكلمة إشارة، لأن من الضروري التمييز الدقيق بين التيار والجهد دائماً. أما في مجال الاتصالات، حيث تكون شدة التيار عادة من مرتبة الميلِّي المكرو أو الميلِّي أمبير، في حين أن الجهود تختلف من قيم في مجال المكرو فولط في مخرج هوائي حتى عشرات الفولطات في مخرج مضخِّم، فيشيع استعمال الكلمة إشارة التي تعني حينئذ الجهد غالباً.

خطية من منبع جيبي، كانت جميع الاستجابات في أي مكان من الدارة جيبية أيضاً. لكن هذه الخاصية لا تتحقَّق إلا بعد اضمحلال جميع الحالات العابرة والوصول إلى الحالة المستقرة steady state. ويسمى هذا التحليل بتحليل دارات التيار المتناوب في الحالة المستقرة، وهو تحليل على درجة عالية من الأهمية العملية. على سبيل المثال، تأتي جميع الجهود والتيارات في شبكة الطاقة الكهربائية بتردد جيبي يساوي 60 هرتس (أو 50 هرتس في بعض البلدان). ويتصف هذا التردد بدقة سمحت باستعماله في تشغيل الساعات الجدارية في جميع مناطق الشبكة. أما الموجات غير الجيبية التي تغذِّي الدارات، فتُنتِج استجابات مختلفة جداً إلى درجة عدم وجود تشابه بين أشكالها وشكل إشارة المنبع. إن التابع الجيبي هو التابع الوحيد الذي يتصف بتطابق شكل الاستجابة مع شكل الأصل، ولذا يُستعمل في طريقة الشعاع الطوري phasor (*phas*e-vect*or*) لتحليل دارات التيار المتناوب.

توجد في الدارات الإلكترونية العملية أنواع مختلفة من الإشارات، وليست الإشارة الجيبية والإشارة المستقرة سوى اثنتين منها. فهل هذا يعني أنه سوف تكون لدينا سلسلة لانهائية من الفصول، واحد للإشارة المربعة، وآخر للإشارة الأسِّية..الخ؟ في الواقع، تُعتبر دراسة دارات التيار المستمر ودارات التيار المتناوب كافية لمعظم الحالات العملية، وسبب ذلك هو أن كثيراً من البيئات التي من قبيل تلك التي في مجال الطاقة والاتصالات تعمل بإشارات جيبية، ولذا تُمكِن نمذجتها بدارات تيار متناوب. فمحطات توليد الطاقة الكهربائية، على سبيل المثال تولِّد جهوداً ترددها يساوي 60 هرتس تماماً. وإشارات الحزمة الترددية الضيقة المستعملة في التعديل المطالي amplitude modulation والتعديل الترددي frequency modulation الإذاعيَّيْن يمكن أن تُعاملا معاملة الإشارة شبه الجيبية. وحتى في الاتصالات الرقمية، ليست الإشارة سوى انقطاع دوري لحامل جيبي sinusoidal carrier. أما تحليل دارات التيار المستمر، فيمكن أن يُستعمل لتحليل الدارات التي توصل مع منابع تولِّد إشارات مربعة، وذلك من خلال اعتبار أجزاء الخط الأفقية من الإشارة المربعة تياراً (جهداً) مستمراً، ثم ضم استجابات التيار المستمر معاً للحصول على تمثيل دقيق لاستجابة الموجة المربعة. أما أنواع

الإشارات الأخرى، وحتى لو لم تكن قابلة للتحليل بطرائق التيار المستمر أو المتناوب مباشرة، فإنها يُمكن أن تُحلَّل باستعمال طريقة فورييه Fourier، وهي تقانة تمثِّل أي إشارة دورية اعتباطية، مهما كان شكلها، بموجات جيبية ذات ترددات مختلفة. فإذا كانت الحدود الجيبية في سلسلة فورييه الناتجة سريعة التقارب، أمكننا معاملة الدارة بوصفها دارة تيار متناوب استجابتها للإشارة الاعتباطية تُعطى بمجموع استجاباتها لحدود فورييه الجيبية. لذا يبدو أن ثمة مقاماً خاصاً للإشارة الجيبية تنفرد به من بين جميع الإشارات الأخرى.

نأمل بأن نكون قد أوضحنا في هذا التقديم المختصر أن دراسة دارات التيار المستمر ودارات التيار المتناوب توفِّر لنا أدوات أساسية لتحليل الدارات يمكن استعمالها حتى لو كانت الدارة مغذَّاة بجهود أو تيارات ليست مستمرة أو متناوبة.

2.2 التوابع الجيبية Sinusoidal Driving Functions

إذا كان منبع الجهد أو التيار جيبياً، كانت جميع الجهود والتيارات في أماكن الدارة الخطية الأخرى جيبية أيضاً. لذا، إذا كان المرغوب فيه هو معرفة الجهد في مكان ما من الدارة، فإن كل ما يجب حسابه هو مطال وزاوية طور الجهد المجهول. على سبيل المثال، افترض أن الدارة مغذَّاة بـــ:

$$v_s = V_s \cos \omega t \qquad (1.2)$$

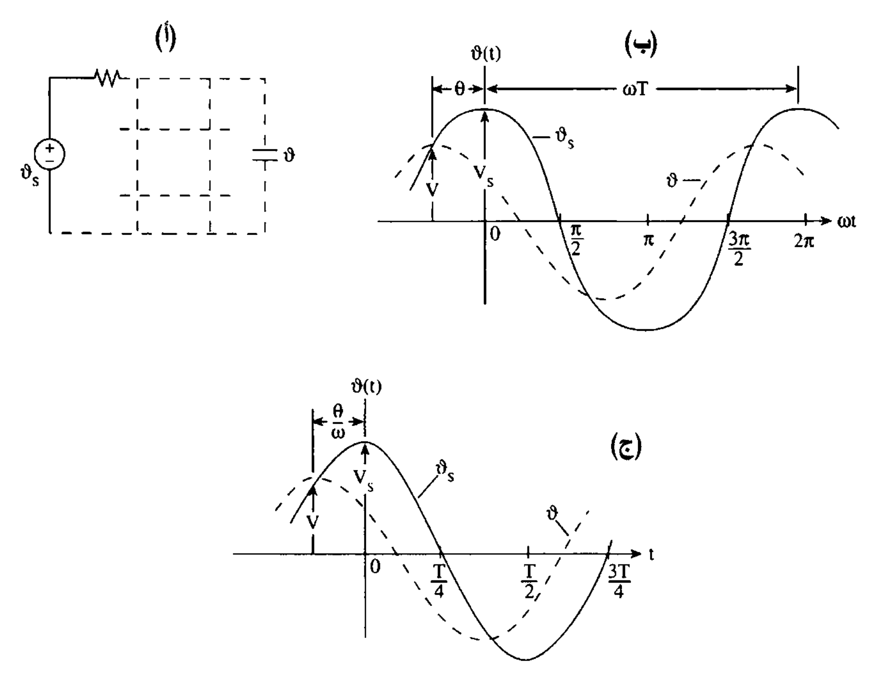
v_s هو جهد المنبع، و V_s هو مطال التابع الجيبي، و ω هو تردده الزاوي[2] angular frequency. حينئذ سيبدو أي جهد في أي مكان في الدارة بالصيغة:

$$v = V \cos(\omega t + \theta) \qquad (2.2)$$

---

[2] أوضحنا في المقطع 4.1 أن الأحرف اللاتينية الصغيرة تمثِّل قيماً لحظية للجهود والتيارات المتغيرة مع الزمن، أي إن $v \equiv v(t)$، وأن الأحرف الكبيرة تمثِّل القيم الثابتة. أما الدليل السفلي p في المطال V_p فيعني قيمة الذروة، والرمز ω هو التردد الزاوي للتابع الجيبي مقدَّراً بالراديان في الثانية. ونظراً إلى وجود 2π راديان في كل دور كامل من أدوار التابع الجيبي، وإذا كانت مدة الدور الواحد T ثانية، فإن $\omega T = 2\pi$. ونظراً إلى وجود $1/T$ دور في الثانية، وهذا ما يُسمى بالتردد f frequency، كان لدينا $f = 1/T = \omega/2\pi$ دور في الثانية، أو هرتس Hz.

على أن يُحدَّد كل من المطال V والطور θ في ذلك المكان، في حين أن التردد الزاوي ω يبقى نفسه. على سبيل المثال، يُري الشكل 1.2–أ شبكة اعتباطية، ومنبع جهد v_s، وجهدا v في مكان ما من الدارة. كما يُري الشكل 1.2–ب أشكال هذه الجهود، حيث يجب تحديد مطال الجهد V وطوره θ. أما V_s و ω فهما معلومان.



الشكل 1.2: (أ) شبكة لم تظهر منها سوى بضعة عناصر. (ب) الجهد v (الذي يجب تحديد مطاله V وتردده الزاوي ω) مرسوم تابعاً لـ ωt. (ج) جهد المنبع v_s مرسوم تابعاً للزمن t.

لإيضاح التغيُّرات الجيبية حينما يكون ω معلوماً، عرضنا مجموعتَيْ منحنيات في الشكل 1.2، واحدة تابعة لـ ωt، والثانية تابعة للزمن t. فيما يخص v_s، انزاح الجهد v إلى اليسار بمقدار θ راديان (أي إن v يحصل زمنياً قبل v_s)، ولذا نقول إن v يسبق v_s بمقدار θ راديان أو بمقدار θ/ω ثانية. وفي المقابل، يمكننا القول إن v_s متأخر عن v. ويوصف التابعان الجيبيان اللذان يتأخر أو يتقدم أحدهما على الآخر بأنهما منزاحان طورياً، وعندما تساوي θ الصفر، يوصفان بأنهما متوافقان طورياً. إن الدارات ذات التأخير أو التقديم الطوري على درجة عالية من الأهمية في الإلكترونيات.

ويُعلِّمنا التحليل الشعاعي الطوري، وهو موضوع المقطع التالي، كيفية تحديد V و θ بسهولة ودقة من دون اللجوء إلى حل المعادلات التفاضلية التي تمثِّل جهود وتيارات الدارات في المستوى الزمني.

1.2.2 التحليل الشعاعي الطوري Phasor analysis

تسمى الدارة، التي تحتوي على مقاومات R ومكثفات C وملفات L، عُرْفاً بدارة RLC. وإذا أخذنا دارة RLC تسلسلية بسيطة موصولة مع منبع جهد متغير مع الزمن $v(t)$، وفقاً للمبين في الشكل 2.2، وأردنا معرفة التيار $i(t)$ في الحلقة، طبَّقنا قانون كيرشوف للجهد في الحلقة، وحصلنا على المعادلة التالية:

$$v(t) = R\, i(t) + L\, \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t)\, dt \qquad (3.2)$$

يُعتبر حل هذه المعادلة مهمة صعبة عادة، لكنْ في حالة الجهود الجيبية التي من قبيل $v(t) = V_p \cos \omega t$، تصبح المشكلة أبسط كثيراً بسبب إمكان تطبيق التحليل الشعاعي الطوري. أما أساس التحليل الشعاعي الطوري فهو التالي:

1. أولاً، نحن نعلم أننا نتعامل مع مسألة خطية.
2. المعادلة السابقة هي من حيث الجوهر معادلة تفاضلية خطية بمعاملات ثابتة.
3. الحلول الطبيعية للمعادلات التفاضلية الخطية ذات المعاملات الثابتة هي حلول أسِّية (لأن مفاضلة العبارة الأسِّية تُعطي نفس العبارة الأسِّية، ومفاضلة التجيب تُعطي جيباً). لذا سوف نحاول تمثيل المنبع بتابع أسِّي. ويمكننا فعل ذلك بملاحظة أن $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$، وهذا مقدار عقدي[3] يُعرف

---

[3] يمكننا تمثيل نقطة على نحو فريد إما بتحديد إحداثياتها الديكارتية a و b، أو إحداثياتها القطبية r و θ. وعلى غرار ذلك، في حالة المقادير العقدية: $a + jb = r\, e^{j\theta}$، حيث إن $r = \sqrt{(a^2 + b^2)}$ و $\theta = \tan^{-1} b/a$. وهذا يُعطي: $1/(a+jb) = (a-jb)/(a^2+b^2) = e^{-j\theta}/(a^2+b^2)^{½}$. طبعاً، a و b و r هي أعداد حقيقية، و $j = \sqrt{-1}$، و $e^{j\pi/2} = j$، و $1/j = -j$.

بمتطابقة أويلر أو ديمويفَر Euler's or DeMoivre's identity. ويترتَّب على ذلك ثمن صغير يجب دفعه في مقابل استعمال طريقة الشعاع الطوري: جميع الحسابات سوف تكون باستعمال مقادير عقدية.

4. ليكن المنبع الحقيقي معطى بـــ $V_p \cos \omega t = \text{Re}\, V_p e^{j\omega t}$، حيث تعني Re(x) القسم الحقيقي من x. فإذا استطعنا إسقاط المؤثِّر Re، تحوَّل تمثيلنا للمنبع الفعلي إلى منبع عقدي أسِّي $V_p e^{j\omega t}$. وفي الواقع يمكننا فعل ذلك. فنظراً إلى أن المنظومة خطية، يمكننا حذف المؤثِّر Re، وحل المسألة مستعملين المنبع الأسِّي، ثم تحويل الحل إلى حل لمنبع حقيقي بأخذ الجزء الحقيقي من الجواب الأسِّي.
5. يأخذ التيار الناجم عن منبع أسِّي الصيغة $I\, e^{j\omega t}$، وفيها المجهول الوحيد هو I. إذن، أُرجعت المسألة إلى إيجاد مقدار عقدي I، سوف نسميه من الآن فصاعداً الشعاع الطوري I.
6. وتكون المسألة قد حُلَّت مبدئياً عندما تتحدَّد قيمة I. ولتحويل الشعاع الطوري I إلى تيار حقيقي تابع للزمن $i(t)$، نضرب I بـــ $e^{j\omega t}$ ونأخذ جزءه الحقيقي، أي:

$$i(t) = \text{Re}\; I\, e^{j\omega t} \tag{4.2}$$

على سبيل المثال، إذا كان الحل هو الشعاع الطوري $I = I_p e^{j\theta}$، كان الحل الحقيقي ما يلي:

$$i(t) = \text{Re}\; I_p\, e^{j\theta} e^{j\omega t} = I_p \cos(\omega t + \theta) \tag{5.2}$$

I_p هو مطال التيار (عدد حقيقي)، و θ هي زاوية طور التيار بالنسبة إلى طور جهد المنبع. أي إذا حدَّدنا I_p و θ، حُلَّت المسألة.

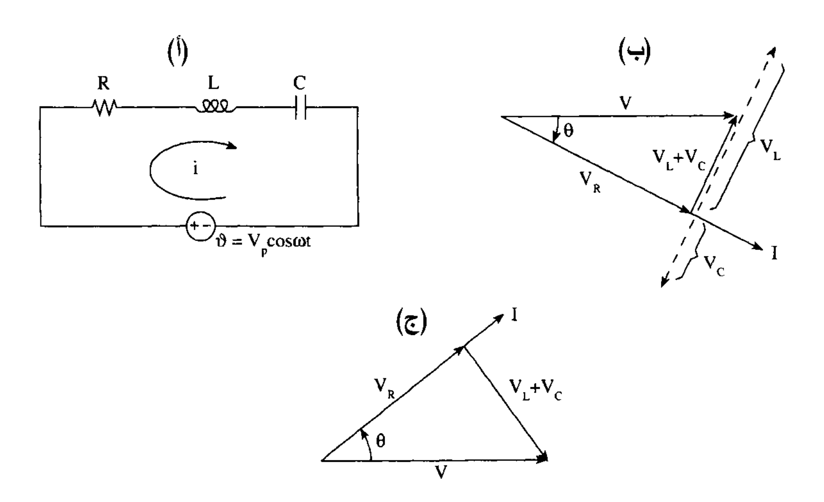
والآن بعد أن عرفنا طريقة الشعاع الطوري[4]، سوف نستعملها لتحديد I_p و θ

---

[4] أشعة الطور عموماً هي مقادير عقدية، ولذا يجب تمييزها من المقادير الحقيقية. ويحصل ذلك في معظم الكتب إما بكتابة الأشعة بالأسود العريض أو بالإشارة إليها بنجمة أو بوضع خط تحتها. إلا أننا نرى أنه من الواضح أنه يمكن تمييز الأشعة الطورية من دون الحاجة إلى علامات خاصة.

للدارة المبينة في الشكل 2.2–أ. بوضع وضع $V_p e^{j\omega t}$ في مكان $v(t)$ و $I_p e^{j\omega t}$ في مكان $i(t)$ في المعادلة 3.2، وبإجراء المفاضلة والمكاملة المذكورتين، ينتُج:

$$V_p = R\,I + j\,\omega L\,I + \frac{I}{j\,\omega C} \tag{6.2}$$



الشكل 2.2: (أ) يجب تحديد التيار $i(t)$ الناجم عن تطبيق الجهد $v(t)$ على الدارة RLC. (ب) العلاقة الطورية بين الجهد $V = V_R + V_L + V_C$ والتيار I عندما تكون الدارة تحريضية. (ج) العلاقة الطورية عندما تكون الدارة سعوية.

وذلك بعد حذف $e^{j\omega t}$ من الطرفين. وبإخراج التيار المجهول I من حدود الطرف الأيمن نحصل على:

$$V_P = \overbrace{\left[R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right]}^{Z} I \tag{7.2}$$

$$= Z\,I$$

يُسمى المقدار الموجود بين الحاصرتين ممانعة impedance ويُعطى الرمز Z. إن تتصف الممانعة Z بأنها مقدار عقدي ذو جزء حقيقي هو المقاومة R، وجزء تخيُّلي يسمى الردِّية reactance. وعندما يكون الحد التحريضي ωL

هو المهيمن، تكون الردِّية موجبة، وعندما يكون الحد السعوي $1/\omega C$ مهيمنا، تكون الردِّية سالبة.

يكمن جمال طريقة الشعاع الطوري في أنها تحوّل المعادلة التكاملية التفاضلية 3.2 (التي في مستوى الزمن) إلى المعادلة الجبرية البسيطة 7.2 (في مستوى التردد) السهلة الحل لتحديد I. والمعادلة التالية هي حل الشعاع الطوري للتيار:

$$I = \frac{V_p}{R + j(\omega L - 1/\omega C)} \qquad (8.2)$$

أو ببساطة $I = V_p/Z$. حين التعامل مع مقادير عقدية، من المفضَّل أن تكون الأعداد العقدية في بسط الكسر فقط. لذا نضرب بسط ومقام المعادلة 8.2 بالمرافق العقدي للمقام، فينتُج:

$$I = \frac{V_p\left[R - j(\omega L - 1/\omega C)\right]}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \qquad (9.2)$$

ويمكن تحويل هذه المعادلة إلى الصيغة القطبية التالية:

$$I = \frac{V_p}{\left[R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2\right]^{½}} \; e^{-j\arctan(\omega L - 1/\omega C)/R} \qquad (10.2)$$

$$= I_p e^{-j\theta}$$

وهذا هو الحل الذي يُعطي التيار المجهول بصيغة شعاع طوري. وللحصول على الحل في الزمن الحقيقي، نضرب 10.2 بـــ $e^{j\omega t}$ ونأخذ جزء النتيجة الحقيقي، أي $i(t) = \text{Re}\; I_p e^{j(\omega t - \theta)}$:

$$i(t) = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \cos(\omega t - \arctan(\omega L - 1/\omega C)/R) \qquad (11.2)$$

$$= I_p \cos(\omega t - \theta)$$

بذلك يكون قد اكتمل حل هذه المسألة. أما مطال التيار فيساوي:

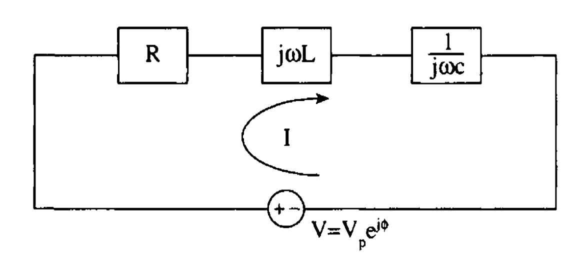
$$I_p = V_p \Big/ \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}$$

وتساوي زاوية الطور $\theta = \arctan(\omega L - 1/\omega C)/R$. لاحظ أن مطال التيار وزاوية طوره هما مقداران حقيقيان. ونظراً إلى اعتبار أن زاوية طور منبع الجهد تساوي الصفر (ابتدأنا هذه المسألة بشعاع جهد يساوي $V = V_p e^{j0} = V_p$)، وإلى أنه قد تبيَّن أن شعاع التيار المجهول يساوي $I = I_p e^{-j\theta}$، نجد أن التيار يتأخر عن الجهد بمقدار θ راديان. ولذا توصف الدارة التسلسلية RLC بأنها تحريضية.

يمكن إيضاح تقدُّم وتأخُّر الأشعة الطورية[5] على أفضل وجه بمخطط شعاعي من قبيل ذاك المبيَّن في الشكل 2.2-ب. مُثِّل جهد المنبع بالشعاع $V = V_p$، وهو شعاع أفقي في الشكل المذكور. أما شعاع التيار $I = I_p e^{-j\theta}$، فقد رُسِم بزاوية θ سالبة. لكن إذا زيدت السعة C أو التردد في المعادلة 7.2 بحيث يُصبح الحد السعوي أكبر من الحد التحريضي، أصبحت زاوية الطور θ موجبة، لأن التيار الآن يسبق الجهد. وتوصف الدارة التسلسلية RLC الآن بأنها سعوية. يُري المخطط الشعاعي في الشكل 2.2-ج هذه الحالة.

المثال 2.1

غُيِّر منبع الجهد في الشكل 2.2-أ ليصبح $v(t) = V_p \cos(\omega t + \phi)$. احسب تيار الدارة $i(t)$.



الشكل 3.2: دارة شعاع الطور المكافئة للدارة المبينة في الشكل 2.2-أ.

[5] الشعاع الطوري هو شعاع ثابت يُشتق من شعاع دوَّار. والشعاع الطوري الذي يُضرب بـــ $e^{j\omega t}$ يدور بعكس اتجاه دوران عقارب الساعة مع الزمن لأن $e^{j\omega t}$ يزيد من قيمة الزاوية ωt مع الزمن. لكن الدوران يوقف عند $t = 0$، وهذا يُسقطه ويُسقط $e^{j\omega t}$ من المعادلة.

أولاً، نحوّل الدارة إلى دارة شعاع طوري، وذلك بوضع ممانعات في أمكنة المقاومة والملف والمكثفة، وبتغيير المنبع $v(t)$ ليصبح جهداً شعاعياً، وفق المبين في الشكل 3.2. حينئذ يُعطى شعاع جهد المنبع بـــ:

$$v(t) = V_p \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}\ V_p\, e^{j(\omega t + \phi)}$$

$$= \text{Re}\, V_p\, e^{j\phi} e^{j\omega t} = \text{Re}\, V\ e^{j\omega t}$$

حيث $V = V_p\, e^{j\phi}$. بحل المعادلة لتحديد شعاع التيار ينتُج:

$$I = \frac{V_p\, e^{j\phi}}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

وهذه معادلة مشابهة للمعادلة 8.2 باستثناء وجود الحد الطوري $e^{j\phi}$. لذا يُعطى حل التيار في الزمن الحقيقي بالمعادلة 11.2 مع أخذ الحد المذكور في الحسبان. بتكرار الخطوات من المعادلة 8.2 حتى 11.2 ينتُج:

$$i(t) = I_p \cos(\omega t - \theta + \phi)$$

إذن، وباستثناء ما يخص حد الانزياح الطوري ϕ، تماثل هذه المسألة من حيث الجوهر تلك الخاصة بدارة الشكل 2.2–أ. لقد ابتدأنا هذه المسألة بالجهد الشعاعي $V = V_p\, e^{j\phi}$ الذي يغذّي الدارة، وحسبنا التيار الشعاعي I الذي تبيَّن أنه يساوي $I = I_p\, e^{-j\theta} e^{j\phi}$. لذا فإن المخططات الشعاعية المبينة في الشكلين 2.2–ب و 2.2–ج تنطبق على هذه المسألة أيضاً، لكن بعد تدوير أشعة كل من التيار والجهد بزاوية مقدارها ϕ باتجاه دوران عقارب الساعة.

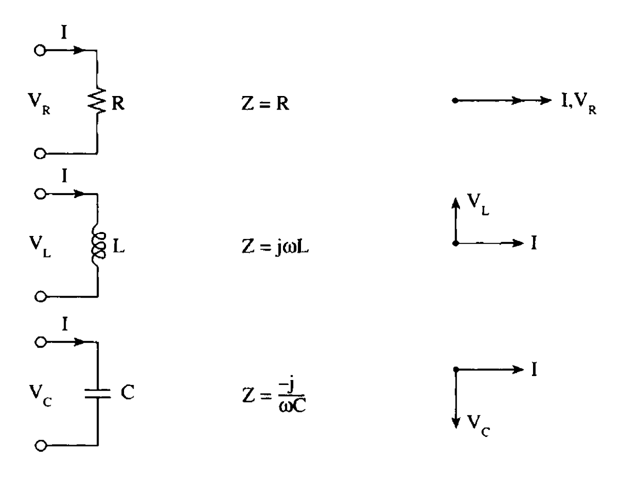
2.2.2 العلاقات بين الممانعات والشعاع الطوري لكل من المقاومة والسعة والتحريض

Impedance and phasor relationships for R, L, and C

رأينا أن العلاقات: $v = Ri$، و $v = L\, di/dt$ و $v = 1/C \int i\, dt$ للمقاومة والسعة والتحريض في مستوى الزمن قد تحولت إلى العلاقات الشعاعية الطورية

المقابلة لها في مستوى التردد: $V = RI$ و $V = j\omega L I$ و $V = I/j\omega C$. يبيِّن الشكل 4.2 الممانعات والعلاقات الشعاعية الطورية بين الجهد والتيار لعناصر الدارة الثلاثة. بافتراض أن الشعاع الطوري للتيار أفقي، نجد أن الجهد متوافق معه طورياً في حالة المقاومة، ويسبقه بـــ 90 درجة في حالة الملف، ويتأخر عنه بـــ 90 درجة في حالة المكثفة.

تحل الممانعة في تحليل التيار المتناوب محل المقاومة في تحليل التيار المستمر. لذا يُصبح قانون أوم في دارات التيار المتناوب $V = I Z$، مع ملاحظة أن Z الآن هي مقدار عقدي. وفي الواقع، يمكننا التعميم والقول إن تحليل دارات التيار المتناوب هو تحليل دارت تيار مستمر باستعمال مقادير عقدية[6]. وهذا شيء مفيد جداً، ويعني أن جميع قوانين الدارات التي استُخرِجت في الفصل السابق تنطبق تماماً على دارات التيار المتناوب. فمبرهنة التكافؤ، وتحويل المنابع، ومبرهنة ثِفينين، ومعادلات الحلقة كلها تنطبق على دارات التيار المتناوب. والمثال التالي يوضِّح ذلك.



الشكل 4.2: الممانعات والأشعة الطورية للجهد والتيار للعناصر R و L و C.

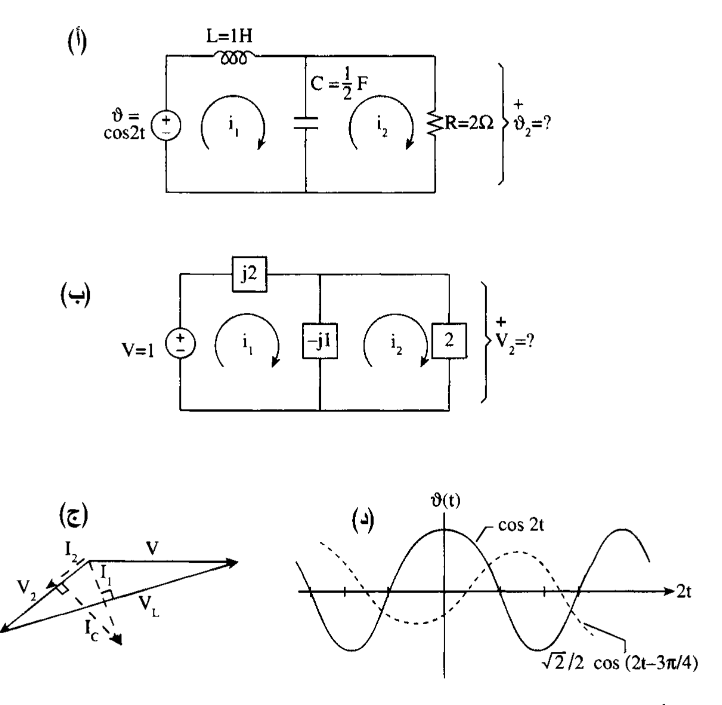
---

[6] هذا صحيح فقط في حالات التيار المتناوب المستقرة، أي عندما تكون جميع الحالات العابرة قد تلاشت. على سبيل المثال، حين وصل منبع جيبي مع دارة، يمكن أن يُولِّد حالة عابرة قصيرة الأمد إضافة إلى الاستجابة الأصلية. أما المقصود بالحالة المستقرة فهو الحالة التي تُصبح فيها استجابة الدارة مقتصرة على المنبع الجيبي الذي يغذِّيها فقط.

المثال 2.2

حدِّد الجهد $v_2(t)$ عندما تُغذَّى الدارة المبيَّنة في الشكل 5.2–أ بمنبع الجهد $v = \cos 2t$.

تُحوَّل دارة مستوى الزمن أولا إلى دارة أشعة طورية بالاستعاضة عن عناصر الدارة بممانعات وفق المبيَّن في الشكل 5.2–ب. على سبيل المثال، يُصبح الملف ذو التحريض 1 هنري عنصراً ممانعته $j\omega L = j2$، وتُصبح السعة $1/j\omega C = 1/j = -j$، لأن $\omega = 2\,\text{rad/s}$. ومن $v = 1\cos 2t = \text{Re}\,1\,e^{j2t}$ نحصل على الشعاع الطوري للجهد $V = 1e^{j0} = 1$. ويُعطى جهد الخرج بـ $v_2 = 2i_2$. لذا نحسب i_2 أولاً. تشابه الدارة في الشكل 5.2–ب دارة تيار مستمر من حيث المبدأ، ولذا نقوم بالحل على هذا الأساس ونكتب معادلتي الحلقتين:



الشكل 5.2: (أ) دارة ذات حلقتين في مستوي الزمن. (ب) الدارة المكافئة في مستوى التردد. (ج) مخطط أشعة طورية للدارة يبيِّن أنها دارة تأخير طوري. (د) منحنيا جهدَيْ الدخل والخرج في مستوي الزمن.

$$1 = j\,1I_1 + j\,1I_2$$

$$0 = j\,1I_1 + (2 - j\,1)I_2$$

تُعطي هاتان المعادلتان ذات المجهولين التيار I_2 بسهولة:

$$I_2 = \frac{-j}{2 + j\,2} = \frac{\sqrt{2}}{4} e^{-j\,3\pi/4}$$

يُري مخطط الشعاع الطوري المبيَّن في الشكل 5.2–ج أن I_2 يتأخر عن جهد المنبع بـــ 135 درجة، وأن مطاله يساوي $\sqrt{2}/4$. ويُحسب الجهد V_2 بسهولة بضرب I_2 بالمقاومة 2 أوم، أي إن: $V_2 = \sqrt{2}/2\; e^{-j\,3\pi/4}$. ويمكن الآن تحديد الجهد في مستوي الزمن بالضرب بـــ $e^{i\,\omega t}$ وأخذ الجزء الحقيقي من النتيجة:

$$v_2(t) = \mathrm{Re}\; V_2\; e^{j\,2t} = \mathrm{Re}\frac{\sqrt{2}}{2}\; e^{j\,(2t - 3\pi/4)}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2}\cos(2t - 3\pi/4)$$

يُري الشكل 5.2–د منحنيَيْ جهديْ الدخل والخرج في مستوى الزمن. إذن، يُعطي منبع جهد جيبي مطاله 1 فولط في الدخل جهداً في الخرج مطاله يساوي 0.7 فولط ويتأخر عنه بـــ 135 درجة.

رُسِمت أشعة التيار الطورية في الشكل 5.2–ج من دون إجراء أي حسابات أخرى. فبعد إيجاد I_2 ورسم أشعة الجهود الثلاثة (التي تنغلق على أنفسها وفقاً للعلاقة 10.1)، نلاحظ أن الشعاعين I_1 و V_L يجب أن يكونا متعامدين (تيار الملف يتأخر عن جهده بتسعين درجة). يُضاف إلى ذلك أن جهد المكثفة V_2 يتأخر عن تيارها I_C بتسعين درجة. لذا يمكننا رسم I_C بزاوية قائمة مع V_2. وتمكِّننا حقيقة أن تيارات الأشعة الطورية في عقدة يجب أن تنغلق على نفسها (مجموع تيارَيْ العقدة العليا: $I_1 = I_2 + I_\mathrm{C}$ (المعادلة 11.1)) من إكمال رسم التيارات. يُري الشكل 5.2–ج أن جهد وتيار المقاومة 2 أوم متفقان بالطور، وأن طول الشعاع V_2 يساوي ضعف طول الشعاع I_2.

3.2.2 القبولية Admittance

إلى جانب الممانعة، غالباً ما نستعمل القبولية admittance التي تُعرَّف بأنها مقلوب الممانعة، أي $Y = 1/Z$. تكمن فائدة القبولية في أن قبولية مجموعة من العناصر الموصولة تفرعيا تساوي مجموع قبولياتها الإفرادية. أي إذا أخذنا مقاومة وملفاً ومكثفة ووصلناها معاً تفرعياً، وذلك خلافاً للوصل التسلسلي المبين في الشكل 3.2، حصلنا على:

$$Y = (1/R) + (1/j\omega L) + (j\omega C) \tag{12.2}$$

$$= (1/R) + j(\omega C - 1/\omega L)$$

$$= G + jB$$

التي تعبِّر عن القبولية. G هي الناقلية و B هي المطاوعة susceptance. توصف الدارة التي يكون فيها $\omega C > 1/\omega L$ بأنها سعوية وذات مطاوعة موجبة. أما عندما يكون $\omega C < 1/\omega L$، فتوصف الدارة بأنها تحريضية وذات مطاوعة سالبة.

بالتعبير عن الممانعة $Z = R + jX$ بدلالة القبولية $Y = G + jB$، ينتُج:

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{G + jB} = \frac{G - jB}{G^2 + B^2} \tag{13.2}$$

وهذا يُري أن المطاوعة السالبة توافق ردِّية موجبة، وفقاً للمتوقع.

3.2 مرشح تمرير الترددات العالية ومرشح تمرير الترددات المنخفضة

High-Pass and Low-Pass Filters

نظراً إلى أن ممانعة الملفات والمكثفات تعتمد على التردد، يُعتبر هذان العنصران مكوِّنان أساسيين في الدارات الحساسة للتردد والتي تنتقي الترددات.

وسوف نتحرَّى الآن مرشحات بسيطة مكوَّنة من عنصرين وشائعة الاستعمال: مرشح RC ومرشح RL. ونظراً إلى أن مرشح RC يمكن أن يؤدي نفس الوظيفة التي يؤديها مرشح RL، تُفضَّل مرشحات RC عملياً لأن مرشحات الملفات تكون ثقيلة وجَسِيمة ومكلفة عادة.

1.3.2 مرشحات RC — RC filters

يُري الشكل 6.2–أ مرشح RC مع جهدَيْ الدخل والخرج. وبناء على قانونَيْ كيرشوف، يجب أن يكون مجموع الجهود في الحلقة صفراً، أو $V_i = I\,R + V_0$. إلا أن $V_0 = I\,Z_C = I/j\,\omega C$. لذا يكون ربح الجهد في المرشح[7]:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{I/j\,\omega C}{V_i} = \frac{V_i/(R+1/j\,\omega C)\,j\,\omega C}{V_i} \tag{14.2}$$

$$= \frac{1}{1+j\,\omega R\,C} = \frac{1-j\,\omega R\,C}{1+(\omega RC)^2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}e^{-j\arctan\omega RC} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}e^{-j\theta}$$

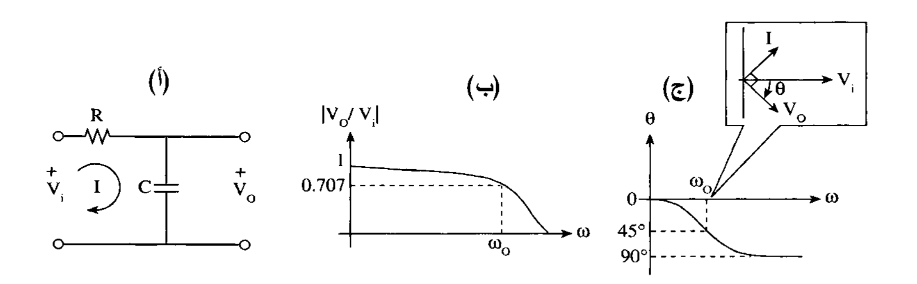
$\omega_0 = 1/RC$، ويُسمى عادة بتردد الزاوية أو تردد القطع أو تردد نصف الاستطاعة[8]. $\left|1/\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}\right|$ هو مطال الربح و $\theta = \tan^{-1}\omega RC = \tan^{-1}\omega/\omega_0$ هي زاوية طوره، وهما مبينان في الشكلين 6.2–ب و 6.2–ج. نستنتج من منحني المطال أن هذا مرشح تمرير ترددات منخفضة، ونستنتج من منحني الطور أنها دارة تأخير طوري.

---

[7] سوف نستعمل المصطلح ربح الجهد للتعبير عن النسبة V_0/V_i برغم أنه قد يكون من الأفضل في حالة هذا المرشِّح غير النشط استعمال العبارة: ضياعات الجهد. ومع ذلك فقد دَرج في الإلكترونيات تسمية V_0/V_i ربح الجهد، وأحياناً تابع التحويل.

[8] عند $\omega = \omega_o = 1/RC$، يكون مطال الجهد $1/\sqrt{2}$ من المطال الأعظمي. ونظراً إلى أن الاستطاعة تتناسب مع مربع الجهد، تكون الاستطاعة عند ω_0 نصف الاستطاعة العظمى. ومن هنا تأتي التسمية بتردد نصف الاستطاعة. وبالتحديد، تردد نصف الاستطاعة هو f_0 الذي يساوي $f_0 = \omega_0/2\pi$.

ويتضح من شكل المطال أيضاً أن جهد الخرج ينخفض بمقدار $\sqrt{2}$، ويتأخر طوره عن طور الدخل بـــ 45 درجة، عند تردد الزاوية (الذي يُسمى أيضاً تردد الـــ 3 ديسيبل (dB)[9]).



الشكل 6.2: (أ) مرشح مكثفة لتمرير الترددات المنخفضة. (ب) منحني مطال خرج المرشِّح بوصفه تابعاً للتردد. (ج) منحني طور الخرج، ويُري أن هذا المرشح هو دارة تأخير طوري.

إذا تحرَّينا المعادلات والأشكال بمزيد من التفصيل، وجدنا أن التيار I عند الترددات المنخفضة صغير القيمة بسبب الممانعة الكبيرة للمكثفة. لذا يكون الجهد الهابط على المقاومة R صغيراً، ويظهر معظم V_i في V_0. أما عند الترددات العالية، فيهبط معظم V_i على R لأن ممانعة المكثفة $Z_C = 1/j\omega C$ تصبح صغيرة وتقصِر الخرج عملياً. لذا يتناقص V_0 بسرعة عند الترددات العالية. وأما التردد الانتقالي f_0، الواقع بين المنطقة $V_0 \approx V_i$ ومنطقة قيم V_0 الضئيلة، فهو تردد نصف الاستطاعة أو تردد القطع. يفيد f_0 في تحديد الحدود بين هاتين المنطقتين، منطقة التمرير ومنطقة المنع، ويُسمى هذا المرشح بمرشح تمرير الحزمة المنخفضة low pass filter. من الواضح أن عطالة المكثفة تقلِّص تغيرات الجهد السريعة في V_0، وتُبقي فيه على مركبة التيار المستمر الموجودة في V_i بدون تغيير. إن هذا المرشح ملائم جداً في وحدات تغذية التيار المستمر بغية تنعيم الجهد بعد تقويم الجهد المتناوب.

---

[9] يُعرَّف ربح الاستطاعة بدلالة الديسيبل بـــ $10\log_{10}|P_0/P_i|$، حيث إن P_0 هي استطاعة الخرج و P_i هي استطاعة الدخل. ويساوي ذلك المقدار بدلالة جهدي الدخل والخرج $20\log_{10}|V_0/V_i|$.

2.3.2 مرشح RC لتمرير الترددات العالية

High-pass RC filter

إذا بدّلنا موقعَيْ R و C وفقاً للمبين في الشكل 2.7–أ، حصلنا على مرشح يمرر الترددات العالية ويخمِّد الترددات المنخفضة. بجمع الجهود الموجودة في الحلقة نحصل على $V_i = I/j\omega C + V_0$. ونظراً إلى أن $V_0 = I\,R$، ينتُج:

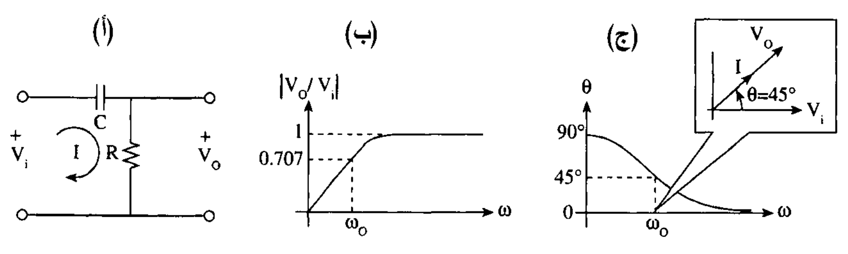
$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1+1/j\omega RC} = \frac{1-1/j\omega RC}{1+1/(\omega RC)^2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+1/(\omega RC)^2}} e^{j\arctan(1/\omega RC)}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}} e^{j\theta} \qquad (15.2)$$

$\omega_0 = 1/RC$ هو تردد نصف الاستطاعة، و $\theta = \tan^{-1}\omega_0/\omega$. يُري الشكلان 7.2–ب و7.2–ج مطال جهد الخرج وطوره بوصفهما تابعين للتردد. عند الترددات الزاويَّة التي هي أعلى كثيراً من ω_0، يكون $|V_0/V_i| = 1$ و $\theta = 0$، أما عند الترددات التي هي أصغر كثيراً من ω_0، فيكون $|V_0/V_i| \approx \omega/\omega_0 \gg 1$، و $\theta \approx 90^\circ$. وتُخمَّد الترددات التي تقل عن $f_0 = \omega_0/2\pi$، وتمر الترددات التي هي أعلى منه. يُسمى هذا المرشح مرشح تمرير حزمة الترددات العالية وتقديم الطور.

يُستعمل هذا المرشح عادة للربط بين مراحل المضخِّم، فهو يمرِّر إشارات التيار المتناوب من مرحلة إلى أخرى، ويمنع مرور مركبة الجهد المستمر. وبذلك تُضخَّم إشارة التيار المتناوب، وتُدرأ جميع مفاعيل الجهد المستمر غير المرغوب فيها، ومنها انحراف جهد خرج المضخِّم أو دفعه نحو التشبُّع.



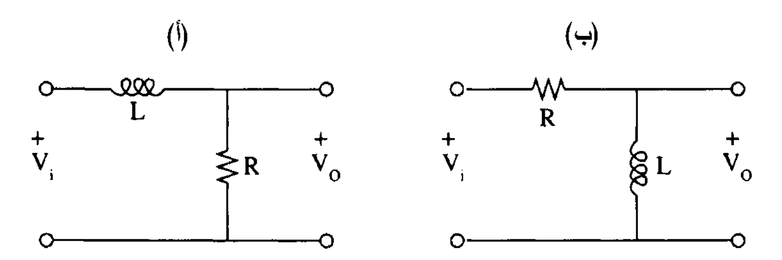
الشكل 7.2: (أ) مرشح مكثفة لتمرير الترددات العالية. (ب) مطال جهد خرج المرشح بوصفه تابعاً للتردد. (ج) منحني طور جهد الخرج، ويُري أن الدارة هي دارة تقديم للطور.

3.3.2 مرشحات RL — RL filters

يُري الشكل 8.2–أ مرشح ملف لتمرير الترددات المنخفضة. بجمع الجهود ضمن الحلقة، نحصل على $V_i = j\,\omega L\,I + V_0$. ولدينا $V_0 = R\,I$ هو جهد الخرج. لذا، يساوي ربح الجهد:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + j\,\omega L/R} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}e^{-j\theta} \qquad (16.2)$$

أتت العبارة الأخيرة من مقارنة حدها الأوسط بنظيره في المعادلة 14.2. لذا فإن ω_0 في المعادلة 16.2 يُعطى بـــ $\omega_0 = R/L$، و $\theta = \tan^{-1}\omega L/R = \tan^{-1}\omega/\omega_0$.
يتضح لنا الآن أن هذا مرشح تمرير ترددات منخفضة مؤخِّر للطور مشابه بخصائصه لمرشح المكثفة المبين في الشكل 6.2. لذا لا حاجة إلى رسم منحنيَي المطال والطور، بل يمكن ببساطة استعمال منحنيات الشكلين 6.2–ب و 6.2–ج.



الشكل 8.2: (أ) مرشح ملف لتمرير الترددات المنخفضة. (ب) مرشح ملف لتمرير الترددات العالية.

4.3.2 مرشح RL لتمرير الترددات العالية — High-Pass RL Filter

بمبادلة موقعَيْ R و L، نحصل على مرشح تمرير الترددات العالية المبين في الشكل 8.2–ب. وبجمع جهود الحلقة، نحصل على $V_i = R\,I + V_0$. ولدينا، جهد الخرج $V_0 = j\,\omega LI$. لذا، يساوي ربح الجهد:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j\,\omega L/R}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}}e^{j\theta} \qquad (17.2)$$

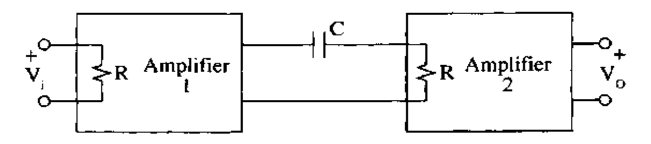
بمقارنة هذه المعادلة بالمعادلة 15.2 نستنتج أن $\omega_0 = R/L$

و $\theta = \tan^{-1} \omega_0/\omega$. لذا يكون هذا المرشح دارة تمرير للترددات العالية مسبِّقة للطور ذات خصائص مطال وطور كتلك المبينة في الشكلين 7.2–ب و7.2–ج.

المثال 3.2

أحد الأهداف الرئيسية لاستعمال المضخِّم هو تضخيم إشارات التيار المتناوب. ولتحقيق ربح كاف، يتكوَّن المضخِّم من عدة مراحل تضخيم توصل على التتالي. لكن لا يمكن وصل مراحل التضخيم معاً مباشرة، لأن خرج كل مرحلة يتضمن عادة مركبة جهد مستمر كبيرة، مع جهد متناوب أصغر متراكب معه. ووصل خرج مرحلةٍ مباشرةً إلى دخل المرحلة التالية يجعل مركبة الجهد المستمر تُشبِّع تلك المرحلة، وهذا يُبطل عملها. لذا ثمة حاجة إلى مرشحات تمرير ترددات عالية بين المراحل تمنع انتقال مركبة الجهد المستمر من مرحلة إلى أخرى، وتسمح لمركِّبات الجهد المتناوب بالمرور لكي تخضع إلى مزيد من التضخيم. ومرشح المكثفة لتمرير الترددات العالية المبيَّن في الشكل 9.2 ملائم تماماً لهذا الغرض. صمِّم مرشِّحاً يُمرِّر الترددات التي تزيد على 20 هرتس، ويمنع مرور التيار المستمر. تساوي مقاومة دخل مراحل التضخيم $0.1\ \text{M}\Omega$.

يُعطى تردد قطع المرشح بـــ $\omega_0 = 1/RC$. بحل المعادلة بغية الحصول على قيمة السعة، ينتُج $C = 1/2\pi f_0 R = 1/\left(6.28 \cdot 20 \cdot 10^5\right) = 0.08\,\mu\text{F}$. وباستعمال المعادلة 7.2–ب نجد أن ربح الجهد عند 20 هرتس سوف يكون أقل بـــ 3 ديسيبل من قيمته عند الترددات العالية التي تمر إلى مرحلة التضخيم التالية بدون إعاقة. يُسمى هذا المرشِّح أيضاً بالدارة القارنة coupling. من الواضح أن جعل قيمة C أكبر سوف يسمح لترددات أخفض بالمرور، إلا أن ثمة حدّاً: فزيادة C تعني زيادة حجم المكثفة وتكلفتها



الشكل 9.2: مرحلتا تضخيم موصولتان معاً بواسطة مرشح تمرير ترددات عالية. تعمل مقاومة دخل المرحلة الثانية بوصفها مقاومة المرشح *R*.

4.2 الطنين ومرشحات تمرير الحزمة

Resonance and Band-Pass Filters

وضعنا في المقطع السابق عنصراً مقاوماً R مع عنصر خزن للطاقة L أو C وحصلنا على مرشحات (RL و RC) تمرِّر ترددات منخفضة أو عالية. لكن إذا أضفنا إلى العنصر المقاوم كِلا عنصري خزن الطاقة لتكوين دارة RLC، حصلنا على دارة تمرير حزمة من الترددات، أو على دارة مَنع حزمة من المرور. تسمى هذه الدارات بمرشحات تمرير الحزمة band pass filters، وهي تُستعمل في التوليف لانتقاء محطة أو قناة إذاعية أو تلفزية من بين عدد كبير من القنوات. على سبيل المثال، تقع قنوات التلفاز 2–6 ذات الترددات العالية جداً very high frequency VHF ضمن الحزمة الترددية من 54 حتى 88 ميغا هرتس، وتحتل كل قناة حزمة ترددية عرضها 6 ميغا هرتس. لذا، لاستقبال قناة معينة، يُستعمل مرشح تمرير حزمة ترددية يسمح لترددات تلك القناة بالمرور ويمنع مرور ترددات القنوات الأخرى. وأبسط مرشحات تمرير الحزمة هي الدارات الطنينية resonant circuits التي سوف نستقصيها فيما يلي.

1.4.2 دارات الطنين التسلسلية **Series resonance**

يمكن اعتبار الدارة المبينة في الشكل 2.2–أ دارة طنين تسلسلية. يُعرَّف الطنين resonance بأنه الحالة التي يكون فيها الجهد والتيار متوافقين بالطور. من المعادلة 8.2، نجد أن هذا يحصل عندما يُصبح الجزء التخيُّلي من المقام صفراً، أي عندما يصبح $j(\omega L - 1/\omega C) = 0$. وهذا يعطي تردد الطنين:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (18.2)$$

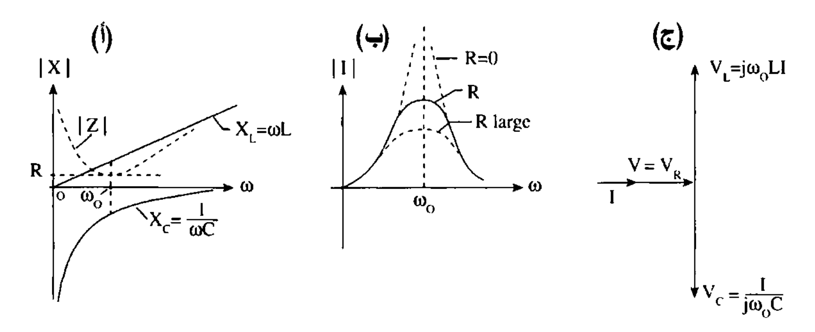
ويمكن الحصول على نفس النتيجة بجعل زاوية الطور θ مساوية للصفر في المعادلة 10.2 (عندما $\theta = 0$ يكون الجهد والتيار متوافقين بالطور). وعند الطنين الذي يحصل عند ω_0، تكون الردِّية التحريضية في الدارة التسلسلية مساوية

بالمطال ومعاكسة بالطور للردِّية السعوية، وهذا مبيَّن في الشكل 10.2–أ.

ونظراً إلى إفناء الردِّيتين لبعضهما البعض عند تردد الطنين، تبقى المقاومة فقط. لذا تصبح ممانعة الدارة أصغرية عند الطنين ومساوية لـــ R، أي:

$$Z = R + j(\omega_0 L - 1/\omega_0 C) = R \qquad (19.2)$$

والقاعدة هي أن مقاومة الدارة التسلسلية عند الطنين صغيرة جداً، وتمثل المقاومة R مقاومة الملف فقط، لأنه لا توجد عادة في الدارة مقاومات أخرى.



الشكل 10.2: (أ) منحنيان لردِّية تحريضية X_L وأخرى سعوية X_C يُبينان أن الطنين يحصل عندما تكون الردِّيتان متساويتين بالمطال ومتعاكستين بالإشارة. (ب) تيار دارة طنين تسلسلية تقع ذروته عن تردد الطنين. (ج) مخطط الشعاع الطوري عند الطنين مبيِّناً أن جهدي الملف والمكثفة متساويان بالمطال ومتعاكسان بالطور.

تحصل عند الطنين أشياء لافتة. على سبيل المثال، يُصبح التيار I أعظميا عند تردد الطنين، ووفقاً للمعادلة 8.2 يساوي $I = V_p/R$. ويُري الشكل 10.2–ب منحني التيار بدلالة التردد، حيث يبلغ ذروته عند تردد الطنين. ويتساوى الجهدان على طرفي الملف والمكثفة بالمطال ويتعاكسان بالطور عند الطنين (أي $V_L + V_C = 0$)، ويمكن لكل منهما أن يكون أكبر كثيراً من جهد المنبع V_p. وهذا واضح في مخطط الشعاع الطوري المبيَّن في الشكل 10.2–ج المشابه لذاك المبين في الشكل 2.2–ب أو ج، فيما عدا زاوية الطور θ التي تصبح صفراً عند الطنين. وإذا تحرَّينا، مثلاً، جهد الملف، الذي يُعطى عند الطنين بـــ $V_L = j\omega_0 L I = j\omega_0 L\, V_p/R$، أمكننا أن نرى بسهولة

أن $V_{\mathrm{L}} \gg V_p$ عندما يكون $\omega_0 L/R \gg 1$، وهذا ما يحصل عمليا[10]. إذن يمكننا النظر إلى دارة الطنين التسلسلية على أنها مضخِّم جهد: يأخذ V_{L} قيمة الذروة عند ω_0، ويتناقص بسرعة على طرفي ω_0. و يحصل الشيء نفسه للجهد V_{C}.

المثال 4.2

ثمة رغبة في حذف إشارة تَداخُلٍ ترددها يساوي 90 ميغا هرتس. صمِّم مرشحاً يمنع هذا التردد من المرور.

لتحقيق ذلك، يمكننا استعمال دارة طنين تفرعية متسلسلة مع دارة الإشارة ومولَّفة على التردد 90 ميغا هرتس، أو دارة طنين تسلسلية مولفة على التردد 90 ميغا هرتس متفرعة معها. باختيار الحالة الأخيرة، يكون لدينا مرشح منع الحزمة المبين في الشكل 11.2–أ. يُعطى ربح جهد هذا المرشح بـــ:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{I\ j(\omega L - 1/\omega C)}{V_i} = \frac{j(\omega L - 1/\omega C)}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

ومنها يتبَّن أن مطال هذا الربح يساوي:

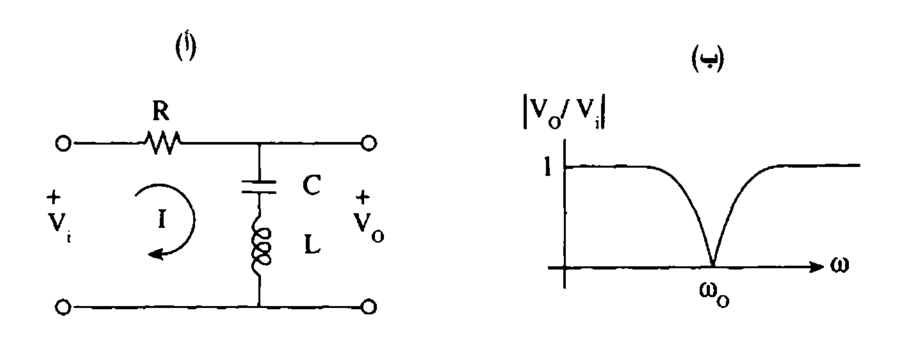
$$\left|\frac{V_0}{V_i}\right| = \frac{(\omega L - 1/\omega C)}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$$

يبيّن الشكل 11.2–ب هذا المطال. ومنه يتضح أنه عند تردد الطنين $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ تصبح ممانعة الدارة LC صفراً، أي إنها تقصِر أي إشارة بالقرب من تردد الطنين. فإذا استُعملت مكثفة سعتها 10 بيكو فاراد، كان تحريض الملف اللازم لمرشح منع الحزمة هذا $L = 1/(2\pi f_0)^2 C = 3\cdot 10^{-7}\,\mathrm{H} = 0.3\,\mu\mathrm{H}$. وهاتان

---

[10] سوف نعرِّف قريباً العامل $\omega_0 L/R$ بأنه عامل الجودة Q الذي يكون في الدارات العملية أكبر من 5 عادة. إذا استقصينا الجهد على طرفي المكثفة $V_{\mathrm{C}} = I/j\omega_0 C = V_p/j\omega_0 RC$، وجدنا أن $V_{\mathrm{C}} \gg V_p$ عندما يكون $1/\omega_0 RC \gg 1$. عندئذ يُعطى عامل جودة دارة الطنين التسلسلية Q_0 بـــ $Q_0 = \omega_0 L/R = 1/\omega_0 RC$ (لاحظ أن التعويض بتردد الطنين $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ في $Q = \omega_0 L/R$ سوف يُعطي $Q_0 = 1/\omega_0 RC$). في دارة الطنين التسلسلية يمكن للجهدين على طرفي المكثفة أو الملف أن يكونا أكبر كثيراً من جهد المنبع إذا كان $Q \gg 1$.

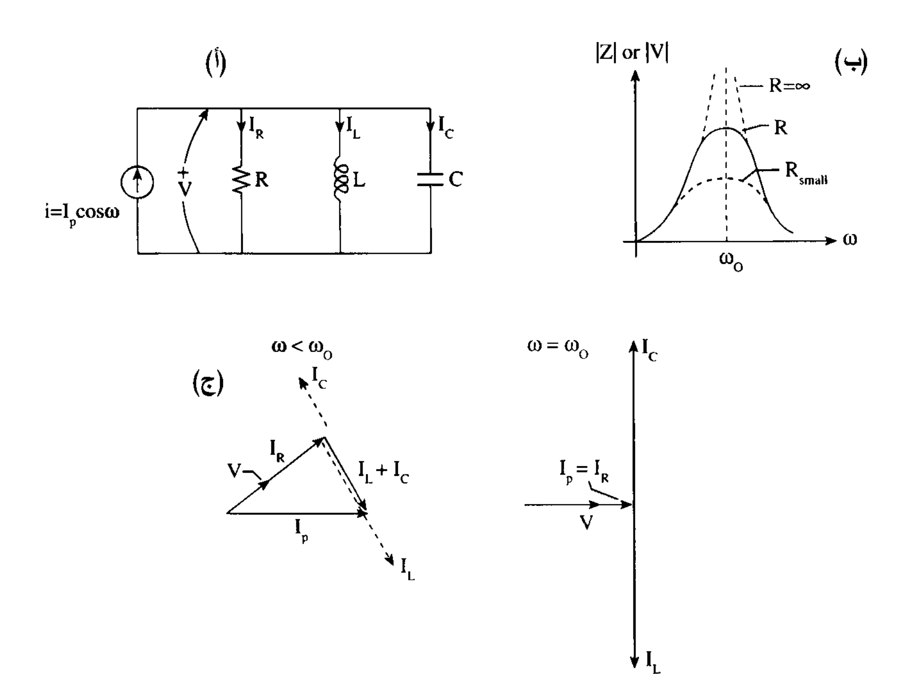
قيمتان صغيرتان للسعة والتحريض، وتشيران إلى أنه يصبح من الصعب بناء دارات طنينية بعناصر صغيرة للترددات التي هي أعلى كثيراً. أما قيمة R فتحدِّد عامل الجود Q لهذه الدارة وفقاً لـ $Q_0 = \omega_0 L / R$، أي كلما كانت R أصغر، كان عرض حزمة المنع أضيق.



الشكل 11.2: (أ) مرشح منع حزمة . (ب) منحني ربح الجهد بدلالة التردد.

2.4.2 دارات الطنين التفرعية Parallel resonance

إذا وُضعت العناصر الثلاثة تفرعياً وفق المبيَّن في الشكل 12.2–أ، نتجت دارة طنين تفرعية تسمى أحياناً بدارة مولَّفة tuned أو دارة خازنة tank. تُستعمل دارة الطنين التفرعية حصرياً تقريباً في تجهيزات الاتصالات داراتِ توليف لاختيار حزمة ترددية مرغوب فيها. وخلافاً للدارة التسلسلية، يمر في الدارة التفرعية تيار أصغري، وتكون ممانعتها وجهدها أعظميين عند ω_0، وهذا ما يجعلها مرغوباً فيها في الدارات العملية. وحين ضمِّها إلى مضخِّم، ينتُج مضخِّم مولَّف ذو ربح تابع للتردد، ولذا تُضخَّم الترددات المرغوب فيها فقط. ويمكن تحليل دارة الطنين التفرعية التي تتغذَّى من منبع تيار بسهولة باستعمال قانون كيرشوف للتيار. فإذا كان لمطال التيار الجيبي في الشكل 12.2–أ قيمة ذروة تساوي I_p، كانت قيمة شعاع التيار I_p أيضاً، ويُعطي جمع الأشعة في العقدة العليا $I_p = I_R + I_L + I_C$. وينتُج جهد V بين طرفي الدارة المهتزة يُحقِّق العلاقة $I_p = V / Z = VY$. تمثِّل Z و Y ممانعة وقبولية الدارة الخازنة. ونظراً إلى أن القبوليات التفرعية تُجمع معاً، يمكننا النص على التالي:



الشكل 12.2: (أ) دارة طنين تفرعية يُغذِّيها منبع تيار ثابت. (ب) منحني جهد الطنين بالقرب من تردد الطنين (منحني التيار مشابه لهذا أيضاً). (ج) مخطط الأشعة الطورية عند الطنين وبالقرب منه.

$$Y = G + j(\omega C - 1/\omega L) \tag{20.2}$$

$G = 1/R$. ويساوي مطالا القبولية والممانعة:

$$|Y| = \sqrt{(1/R)^2 + (\omega C - 1/\omega L)^2} \tag{21.2}$$

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC - R/\omega L)^2}} \tag{22.2}$$

وعند الطنين، يجب أن تكون الممانعة أو القبولية حقيقيتين، أي إن الجزء التخيُّلي من المعادلة 20.2 يجب أن ينعدم: $\omega_0 C - 1/\omega_0 L = 0$. إذن، تردد الطنين يساوي:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{23.2}$$

وهذا مماثل لتردد طنين دارة الطنين التسلسلية المعطى بالمعادلة 18.2. طبعاً، تساوي قيمة القبولية عند الطنين $Y = 1/R$. وعند طنين الدارة التفرعية، تهتز تيارات كبيرة في عنصرَيْ خزن الطاقة L و C، ويمكن أن تكون أكبر كثيراً من تيار المنبع I_p. ويمكن رؤية ذلك من خلال معاينة تيار الملف $I_{\mathrm{L}} = V / j\omega_0 L = I_p R / j\omega_0 L$. إذن، يكون $I_{\mathrm{L}} \gg I_p$ إذا كان $R/\omega_0 L \gg 1$، وهي الحالة الشائعة عادة في الدارات العملية. ويُري التعليل نفسه أن $I_{\mathrm{C}} \gg I_p$ عندما $\omega_0 RC \gg 1$. وسوف نبرهن في المقطع التالي أن عامل الجودة Q يساوي $Q_0 = R/\omega_0 L = \omega_0 RC$ في دارة الطنين التفرعية.

وخلافاً لدارة الطنين التسلسلية التي تتميَّز بمقاومة تسلسلية صغيرة (تساوي الصفر في الدارة التسلسلية التي تكون فيها مفاقيد الملف والمكثفة معدومة)، تكون المقاومة في الدارة التفرعية عند الطنين كبيرة جداً (تساوي R في الدارة التفرعية المثالية اللانهاية). ونظرا إلى أن المطاوعتين السعوية والتحريضية تتفانيا معاً عند الطنين، تتألف الممانعة من المقاومة التفرعية فقط R. أما عند الترددات التي تختلف عن تردد الطنين، فتتناقص الممانعة (المعادلة 22.2) لأن L أو C توفِّران مساراً ذا ممانعة متناقصة. هذا يعني أن الجهد V عند الطنين يصل إلى ذروته معطياً إشارة كبيرة المطال بين طرفَيْ LC، وهذه حالة مطلوبة حينما تكون ثمة حاجة إلى جعل تردد أقوى من غيره. وبضبْط قيم التحريض أو السعة في المعادلة 23.2، يمكن توليف الدارة مع ترددات مختلفة، ومن هنا تأتي صفة الدارة المولَّفة. يُري الشكل 12.2–ب منحني الممانعة (أو الجهد) بوصفها تابعة للتردد بالقرب من تردد الطنين.

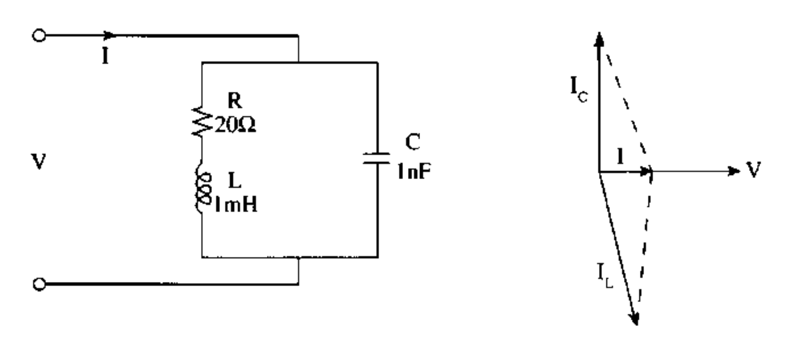
تُستعمل في أجهزة المذياع ذات التوليف المستمر (التماثلي) مكثفة متغيرة عازلها الهواء أو الميكا. أما في الأجهزة ذات التوليف الرقمي (بقفزات) التي توجد فيها شاشة لإظهار التردد المستقبَل، فتتكوَّن المكثفة المتغيرة من دَيود diode متحكَّم فيه بالجهد، أو ما يُسمى بالفاراكتور varactor يتميَّز هذا العنصر بخاصية تغيير سعته حين تغيير الجهد المطبَّق عليه. وبتغيير هذا الجهد بقفزات، تتغير السعة، ومن ثَمَّ التردد المولَّف. وتكون التغيرات بزيادات تساوي 10 كيلو هرتس عادة في أجهزة

التعديل المطالي AM، و100 كيلو هرتس في أجهزة التعديل الترددي FM.

ويمكن تحقيق مزيد من الفهم لدارات الطنين التفرعية من خلال رسم مخططات الشعاع الطوري عند الطنين وبالقرب منه. يُري الشكل 12.2−ج شعاعَيْ التيار والجهد الطوريين عند تردد يقل عن ω_0، وعندئذ تكون الدارة الخازنة تحريضية بسبب مرور تيار في الملف أكبر من تيار المكثفة. تتميز الدارة التحريضية بتيار يتأخر عن الجهد (I_p يتأخَّر عن V). وتبيِّن الأسهم المقطَّعة أن I_L يتأخر بـ 90 درجة عن V، وأنه أكبر كثيراً من الشعاع المقطَّع I_C الذي يسبق V بـ 90 درجة. وعند الطنين، أي عندما يكون $\omega = \omega_0$، يكون التيار والجهد متوافقين بالطور، ويفني تيارا الملف والمكثفة بعضهما البعض. لكن كلاًّ منهما يمكن أن يكون أكبر كثيراً من I_p.

المثال 5.2

يُري الشكل 13.2 دارة طنين تفرعية عملية. ونقول إنها عملية لأنه برغم إمكان تقليص المفاقيد في المكثفة إلى الصفر، فإن المفاقيد I^2R في مقاومة الملف R موجودة دائما، لأن سلك الملف يتصف بمقاومة متأصلة فيه. توجد مثيلات هذه الدارة عادة في دارات توليف أجهزة المذياع والتلفاز، حيث تُستعمل مكثفة متغيرة ذات عازل من الهواء لاختيار تردد القناة المطلوبة. احسب تردد طنين الدارة وعامل جودتها Q وعرض حزمتها الترددية.



الشكل 13.2: دارة توليف عملية مع مخططها الطوري عند الطنين. R هي مقاومة الملف التي لا يمكن التخلُّص منها.

تُمكِن كتابة قبولية الدارة $Y = 1/Z = I/V$ بالشكل التالي:

$$Y = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} = j\omega C + \frac{R - j\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$$= \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\omega\left(C - \frac{L}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)$$

ويحصل الطنين عندما يكون I و V متوافقين بالطور، أي عندما يساوي الجزء التخيُّلي في المعادلة السابقة الصفر. إذن يتحقَّق الطنين عندما:

$$C = LR^2 + \omega_0^2 L^2$$

ومنه يتبيَّن أن:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}\sqrt{1 - \frac{R^2 C}{L}}$$

وفي حالة الملفات العالية الجودة، غالباً ما تتحقَّق الحالة $L \gg R^2 C$، وينتُج تردد الطنين المعهود $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. بتعويض القيم الواردة في الشكل، نحصل على تردد الطنين:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{10^{-3} 10^{-9}}}\sqrt{1 - \frac{20^2 10^{-9}}{10^{-3}}} \cong 10^6 \text{ rad/s}$$

أي ما يكافئ 159 كيلو هرتس.

لاحظ أن إسهام الجذر التربيعي الثاني في قيمة التردد مهملة، وهذا ما يسمح لنا مباشرة بالتعبير عن Q بـــ $Q_0 = \omega_0 L / R = 10^6 \cdot 10^{-3} / 20 = 50$، وهو عامل جودة دارة الطنين التسلسلية. لذا، وباستعمال العلاقة 34.2، يكون عرض الحزمة:

$$B = \omega_0 / Q_0 = 10^6 / 50 = 2 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

أو 3.18 كيلو هرتس.

3.4.2 عامل الجودة وعرض الحزمة Q-factor and bandwidth

لقد أشرنا إلى أن الجهد على طرفي مكثفة وملف متسلسلين في دارة طنينية يمكن أن يكون أكبر كثيراً من جهد المنبع، وأن تيارَي الملف والمكثفة في دارة الطنين

التفرعية يمكن أن يكونا أكبر كثيراً من تيار المنبع. من هذه الناحية، يمكن اعتبار دارة الطنين التسلسلية مضخماً للجهد، واعتبار دارة الطنين التفرعية مضخِّماً للتيار[11]. وأحد معايير التضخيم هو عامل الجودة الذي يساوي $Q_0 = \omega_0 L / R = 1/\omega_0 RC$ للدارة التسلسلية، و $Q_0 = R/\omega_0 L = \omega_0 RC$ للدارة التفرعية (لاحظ أن عامل جودة الدارة التسلسلية هو مقلوب عامل جودة الدارة التفرعية، أي $(Q_s = 1/Q_p)$. من استعمالات عامل الجودة الأخرى تحديد مدى الانتقائية عند الطنين، أي عرض الحزمة، وفقاً لما بيَّناه في الشكلين 10.2–ب و 12.2–ب.

سوف نستخرج الآن عامل الجودة Q من الأساسيات. يُعرَّف عامل الجودة بـــ:

$$Q = 2\pi \times \frac{\text{الطاقة المخزونة العظمى}}{\text{الطاقة المبدَّدة في الدور}} \tag{24.2}$$

دعنا نستعمل الدارة التفرعية المبينة في الشكل 12.2–أ. عند الطنين $(\omega = \omega_0)$، أي عندما يكون $I_L + I_C = 0$ و $I_p = I_R$، تساوي الاستطاعة الوسطى المتبدِّدة في الدارة $P = ½\, I_p^2 R$. لذا تُعطى الطاقة المبدَّدة خلال دور من أدوار الموجة الجيبية T بـــ:

$$W = PT = \frac{1}{2} I_p^2 R \, \frac{2\pi}{\omega_0} \tag{25.2}$$

طبعاً، $T = 1/f = 2\pi/\omega_0$. أما حساب الطاقة المخزونة فهو أصعب قليلاً. تساوي الطاقة المخزونة في الملف $½ L\, i^2$، وتساوي تلك المخزونة في المكثفة $½ C\, v^2$. ويساوي الجهد اللحظي على طرفي الدارة الخازنة $v = R\, I_p \cos \omega_0 t$.

---

[11] ليست هاتان الدارتان مضخِّمَيْ استطاعة طبعاً لأنهما دارتان غير نشِطتين. والكثير من المضخِّمات العملية هي تجهيزات متعددة المراحل، ويحصل تضخيم الاستطاعة في المرحلة الأخيرة. وقبل حصول تضخيم الاستطاعة، يجب أن تكون الإشارة التي تغذِّي مضخِّم الاستطاعة من رتبة الفولط. ونظراً إلى أن دخل المضخِّم يمكن أن يكون إشارة استطاعتها ضئيلة ومن رتبة المكرو فولت، فإن من الواضح أن المراحل الأولى من المضخِّم هي مضخمات جهد يجب أن تضخِّم إشارة مستواها من رتبة المكرو فولط إلى مستوى عدة فولطات. لذا يتألف المضخِّم العملي من عدة مراحل لتضخيم الجهد، تليها مرحلةٌ أو اثنتان لتضخيم الاستطاعة.

لذا يمكننا كتابة معادلة الطاقة المخزونة في المكثف، وهي:

$$w_{\mathrm{C}} = \frac{1}{2} C v^2 = \frac{1}{2} C R^2 I_p^2 \cos^2 \omega_0 t \qquad (26.2)$$

ومعادلة الطاقة المخزونة في الملف:

$$w_{\mathrm{L}} = \frac{1}{2} L i^2 = \frac{1}{2} L \left(\frac{1}{L} \int_0^t v \, dt \right)^2 = \frac{1}{2} C R^2 I_p^2 \sin^2 \omega_0 t \qquad (27.2)$$

وتساوي الطاقة الكلية المخزونة في أي لحظة[12]:

$$W_{\mathrm{s}} = w_{\mathrm{C}} + w_{\mathrm{L}} = \frac{1}{2} C R^2 I_p^2 (\cos^2 \omega_0 t + \sin^2 \omega_0 t) = \frac{1}{2} C R^2 I_p^2 \qquad (28.2)$$

ينطوي حدَّا الجيب والتجيب في المعادلة السابقة على أن الطاقة المخزونة في الدارة LC عند الطنين تهتز بين الملف والمكثفة، متزايدة حتى قيمتها العظمى في الملف ومتناقصة في نفس الوقت إلى الصفر في المكثفة، ثم تنعكس الحالة لتزداد في المكثفة حتى القيمة العظمى وتتضاءل في الملف حتى الصفر. لكن في أي لحظة، تبقى الطاقة الكلية المخزونة في الدارة LC ثابتة وتساوي $½CR^2 I_p^2$. وحينئذ، يُعطى عامل الجودة بـــ:

$$Q_0 = 2\pi \frac{W}{W_s} = 2\pi \frac{½\, C R^2 I_p^2}{½ I_p^2 R\, (2\pi/\omega_0)} = \omega_0 RC \qquad (29.2)$$

وباستعمال $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$، يمكن كتابة المعادلة الأخيرة بالصيغة $Q_0 = R/\omega_0 L$. ويمكن اتباع إجراء مشابه لحساب عامل جودة دارة الطنين التسلسلية. تقع قيم Q_S في دارات الراديو العملية عادة بين 10 و100، ويمكن أن تصل حتى بضع مئات في الدارات التي تحتوي على ملفات منخفضة الضياعات.

سوف نبيِّن الآن كيفية استعمال Q للتعبير عن عرض الحزمة الترددية للدارة الطنينية بعد أن رأينا عملياً كيف أن التيار والجهد والممانعة وغيرها تصبح

---

[12] لاحظ أننا نستعمل حروفاً لاتينية صغيرة للتعبير عن قيم متغيرة زمنياً، في حين أن الحروف الكبيرة مخصصة للقيم الثابتة التي من قبيل التيار المتناوب والأشعة الطورية والقيم الفعّالة وغيرها.

أعظمية أو أصغرية عند الطنين. يُعرَّف عرض الحزمة الترددية لمنحنٍ ذي ذروة عند نقطتي 3dB– (أو نصف الاستطاعة). يمكننا استعمال، إما دارة الطنين التفرعية المبينة في الشكل 12.2–أ، التي تساوي القبولية فيها:

$$Y = G + j(\omega C - 1/\omega L) \qquad (30.2)$$
$$= G\left[1 + jQ_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

أو دارة الطنين التسلسلية المبينة في الشكل 2.2–أ، التي تُعطى ممانعتها بـــ:

$$Z = R + j(\omega L - 1/\omega C) \qquad (31.2)$$
$$= R\left[1 + jQ_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

من الواضح أن العبارتين متشابهتان، ولذا فإن نتيجة إحداهما تنطبق على الأخرى. لقد أتت العبارة الثانية في المعادلة 30.2 من ضرب البسط والمقام في الحد التخيُّلي بـــ ω_0، وتعريف الحدود الناتجة بـــ $Q_0 = R/\omega_0 L = \omega_0 RC$، وإخراج العامل المشترك Q_0. ويمكن فعل الشيء نفسه للمعادلة 31.2.

دعنا نختار دارة الطنين التسلسلية المعطاة في الشكل 2.2–أ. عند الطنين، تكون الممانعة Z أصغرية وتساوي $Z_0 = R$، ويكون التيار I أعظمياً ويساوي $I_0 = V_p/R$. فإذا استنظمنا التيار $I = V_p/Z$ بالنسبة إلى تيار الطنين، حصلنا على مقدار عديم الوحدات[13]:

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{1 + jQ_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \qquad (32.2)$$

---

[13] تنطبق نفس العبارة على الجهد المستنظَم V/V_0 بين طرفي دارة الطنين التفرعية المبينة في الشكل 12.2–أ. فعند الطنين، تكون القبولية Y أصغرية وتساوي $Y_0 = G = 1/R$، ويكون الجهد V أعظمياً، ويساوي $V_0 = I_p/Y_0$. لذا يُعطى V/V_0 و Z/Z_0 بالعلاقة 32.2. ونظراً إلى أن دارة الطنين التفرعية تكون تحريضية عند $\omega < \omega_0$ (أي إن الجهد يسبق التيار بـــ 90 درجة)، فإن طور V/V_0 يتجه نحو 90+ درجة، في حين أنه يتجه نحو 90– درجة عندما يكون $\omega > \omega_0$. طبعاً، عند $\omega = \omega_0$، تكون الدارة مقاومية، وتكون زاوية الطور صفراً.

وبرسم منحني هذه المعادلة بدلالة التردد، يظهر تأثير Q في عرض الحزمة الترددية عند الطنين. ونحصل على نقطتي الـــ -3dB، أو نقطتي نصف الاستطاعة عندما ينخفض التيار المستنظَم إلى $1/\sqrt{2}$ من قيمته العظمى. ويحصل هذا في المعادلة 32.2 عندما تساوي قيمة الجزء التخيُّلي ±1، أي عندما $Q_0\left(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega\right)=\pm1$. حينئذ نحصل على $I/I_0=1/(1\pm j1)$، والقيمة المطلقة لهذا المقدار تساوي $1/\sqrt{2}$. أما الترددان ω_1 و ω_2 اللذان ينتُجان من حل العلاقتين:

$$Q_0=\left(\frac{\omega_1}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)=-1 \qquad Q_0=\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)=+1 \qquad (33.2)$$

فهما:

$$\omega_1=\omega_0\left[\sqrt{1+\left(\frac{1}{2Q_0}\right)^2}-\frac{1}{2Q_0}\right]$$

$$\omega_2=\omega_0\left[\sqrt{1+\left(\frac{1}{2Q_0}\right)^2}+\frac{1}{2Q_0}\right]$$

ويُعطي الفرق بين ω_1 و ω_2 عرض الحزمة B:

$$B=\omega_2-\omega_1=\frac{\omega_0}{Q_0} \qquad (34.2)$$

الشكل 14.2: الاستجابة الترددية لدارة طنينية. ينطبق هذا المنحني في حالة الدارة التسلسلية على I/I_0 وعلى Y/Y_0، وفي الدارة التفرعية على V/V_0 وعلى Z/Z_0.

من الواضح أن عرض الحزمة يتناقص مع زيادة Q_0. يُري الشكل 14.2 منحنيات العلاقة 32.2 لعدة قيم لـــ Q_0. لاحظ أنه كلما ازدادت قيمة Q_0 كان عرض الحزمة أضيق، وكانت انتقائية الدارة للتردد المسموح بمروره أفضل. أي إن هذه الدارة تمرر الإشارات ذات الترددات التي تقع ضمن الحزمة الضيقة، وتخمِّد الإشارات ذات الترددات التي تقع خارج الحزمة. لكن عرض الحزمة الضيق بين نقطتي نصف الاستطاعة ليس مرغوباً فيه دائماً. فأحياناً نحتاج إلى تعريض هذه الاستجابة الترددية بغية السماح لحزمة أعرض من الترددات بالمرور. ولتحقيق ذلك يجب تخفيض قيمة Q بزيادة مقاومة دارة الطنين التسلسلية، وإنقاصها في دارة الطنين التفرعية. إن عرض الحزمة المطلوبة يعتمد على محتوى الإشارة من المعلومات. وعلى وجه العموم، كلما كان محتوى الإشارة من المعلومات أكبر، وجب أن تكون الحزمة أعرض. على سبيل المثال، تحتاج إشارة المكالمة الهاتفية إلى عرض حزمة يساوي 3 كيلو هرتس، وتحتاج إشارات التعديل المطالي الإذاعية إلى عرض حزمة يساوي 10 كيلو هرتس، وتحتاج إشارات التعديل الترددي الإذاعية إلى عرض حزمة يساوي 200 كيلو هرتس، وتحتاج إشارات التلفاز إلى حزمة عرضها 6 ميغا هرتس، وتحتاج إشارات شاشة حاسوبية مكونة من 80 عموداً إلى حزمة عرضها 12 ميغا هرتس. يتضمن المثال 5.2 حساب تردد الطنين وعرض الحزمة لدارة ترددات راديوية مولفة شائعة.

في دارة الطنين التسلسلية المبيَّنة في الشكل 2.2-أ، يكون طور I/I_0 مساوياً -90° عندما يكون $\omega \ll \omega_0$، أي عندما تكون الدارة سعوية (انظر الشكل 10.2-أ)، و 0° عندما تكون الدارة مقاومية أي $\omega = \omega_0$ و $+90^\circ$ عندما تكون تحريضية، أي $\omega \gg \omega_0$. لاستيعاب علاقة الطور، تذكَّر أن المنبع في حالة الدارة التسلسلية هو منبع جهد طوره يساوي الصفر، وهو ممثَّل بالشعاع الأفقي في الشكلين 2.2-ب أو ج. ويُعطي I/I_0 منسوباً إلى ذلك الشعاع.

المثال 6.2

(أ) احسب الممانعة والاستجابة الترددية للدارة المبيَّنة في الشكل 13.2. (ب) بافتراض أن شدة التيار المار عبر الدارة تساوي 1 ميلِّي أمبير، احسب

الجهد على طرفي الدارة المهتزة وتيار المكثفة عند الطنين.

(أ) تُعطى القبولية Y_0 عند الطنين بالجزء الحقيقي من عبارة Y في المثال 5.2. لذا:

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{R^2 + \omega_0^2 L^2}{R} = R(1+Q_0^2)$$

$$= 20(1+50^2) = 50.02 \text{ k}\Omega$$

عُرِّفت Q_0 وحُسبت في المثال 5.2. لاحظ أن الممانعة في حالة الطنين أكبر كثيراً من مقاومة الملف.

(ب) يُعطى جهد الطنين بـــ $V_0 = IZ_0 = 1\text{mA} \cdot 50.02\,\text{k}\Omega = 50.02\,\text{V}$، ويساوي تيار المكثفة:

$$I_\text{C} = \frac{V_0}{Z_\text{C}} = V_0\,\omega_0 C = 50.02 \cdot 10^6 \cdot 10^{-9} = 50.02 \text{ mA}$$

إذن، يساوي تيار المكثفة 50 ضعفاً من التيار المارّ في الدارة.

5.2 الاستطاعة في دارات التيار المتناوب ودارات الترددات الراديوية Power in AC and RF Circuits

في الواقع، العنوان القصير "الاستطاعة في دارات التيار المتناوب" كافٍ، لأن كلتا الدارتين، المغذّاة بجهد جيبي تردده يساوي 60 هرتس، وتلك المغذّاة بجهد جيبي تردده 100 ميغا هرتس، هما دارتا تيار متناوب. إلا أن العُرف الشائع للتسميات يعتبر الدارات التي تعمل بـــ 60 هرتس دارات تيار متناوب، وتلك التي تعمل بترددات من 100 كيلو هرتس حتى 1 جيغا هرتس دارات ترددات راديوية (radio frequency RF)، وتُسمّى الدارات التي تعمل بترددات أعلى من 1 جيغا هرتس بدارات الأمواج المكروية microwave. ولا ضرورة لتأكيد أن التحليل التالي ينطبق على كل تلك الدارات.

1.5.2 الاستطاعة الوسطى Average power

إذا أدى تطبيق جهد جيبي $v(t) = V_p \cos \omega t$ على دارة إلى مرور تيار فيها يساوي $i(t) = I_p \cos(\omega t + \theta)$، أُعطِيت الاستطاعة اللحظية بـــ:

$$p(t) = v(t)\, i(t) = V_p\, I_p \cos \omega t\, \cos(\omega t + \theta) \qquad (35.2)$$

$$= \frac{V_p\, I_p}{2}\left[\cos \theta + \cos(2\omega t + \theta)\right]$$

وللحصول على الاستطاعة الوسطى P، يمكن إما توسيط $p(t)$، وذلك بحساب $P = \left(\int p\, dt\right) \Big/ T$، باعتبار أن $T = 2\pi/\omega$ هو دور التابع الجيبي (انظر المعادلة 12.1 أيضاً)، أو يمكن ببساطة معاينة العلاقة 35.2 واستنتاج أن الحد الأول منها ثابت زمنياً، وأن الثاني هو تابع جيبي محض قيمته الوسطى تساوي الصفر. لذا تكون الاستطاعة الوسطى:

$$P = \frac{V_p\, I_p}{2} \cos \theta \qquad (36.2)$$

إذا كانت الدارة مقاومية كلياً، كان فرق الطور θ بين التيار والجهد صفراً، وهذا ما يجعل المعادلة الأخيرة تُختزل إلى $P = V_p\, I_p \big/ 2 = R\, I_p^2 \big/ 2$، وذلك بتطابق تام مع المعادلة 12.1. أما في حالة الدارة السعوية أو التحريضية الصِرفة، فتكون $\theta = \pm 90^\circ$، وتكون الاستطاعة الوسطى $P = 0$.

ونظراً إلى أننا نستعمل التحليل الشعاعي الطوري حين التعامل مع دارات التيار المتناوب، يمكننا كتابة عبارة $p(t)$ بدلالة شعاعَيْ الجهد والتيار الطوريين للحصول على الصيغة التالية[14]:

$$p(t) = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left[\mathbf{V}\,\mathbf{I}^* + \mathbf{V}\,\mathbf{I}\, e^{2j\omega t}\right] \qquad (37.2)$$

---

[14] نظراً إلى اللبْس الذي يمكن أن يحصل إذا لم نميِّز صراحة بين الأشعة الطورية والمقادير الأخرى، سوف نكتب جميع الأشعة في هذا المقطع بالخط الأسود العريض.

ووفقاً للمعادلة 35.2، شعاع v هو $\mathbf{V}=V_p$، وشعاع i هو $\mathbf{I}=I_p e^{j\theta}$.
أما $\mathbf{I}^*$ فهو المرافق العقدي لــ $\mathbf{I}$، و Re تعني الجزء الحقيقي. من معاينة المعادلة 37.2 نجد أنها تُختَزل إلى 35.2، ولذا تُعطى الاستطاعة الوسطى بالحد الأول من المعادلة 37.2:

$$P=\frac{1}{2}\operatorname{Re}\mathbf{V}\mathbf{I}^* \tag{38.2}$$

وهذه هي العبارة الشائعة في حسابات الاستطاعة التي تتضمن أشعة طورية، وهي تُعطي نفس النتيجة التي تُعطيها المعادلة 36.2. وباستعمال قانون أوم $\mathbf{V}=\mathbf{I}\,\mathbf{Z}$، حيث إن $\mathbf{Z}=R+j\,X$ هي الممانعة، يمكننا أيضاً التعبير عن المعادلة 38.2 بـــ:

$$P=\frac{1}{2}\operatorname{Re}|\mathbf{I}|^2\,\mathbf{Z}=\frac{1}{2}|\mathbf{I}|^2 R=\frac{1}{2}|I_p|^2 R$$

ووفقاً للمتوقع، لا يدخل في استهلاك الاستطاعة سوى الجزء الحقيقي من الممانعة. بالمقابل إذا استعضنا عن $\mathbf{I}$ في المعادلة 38.2 بـــ $\mathbf{V}/\mathbf{Z}$، حصلنا على:

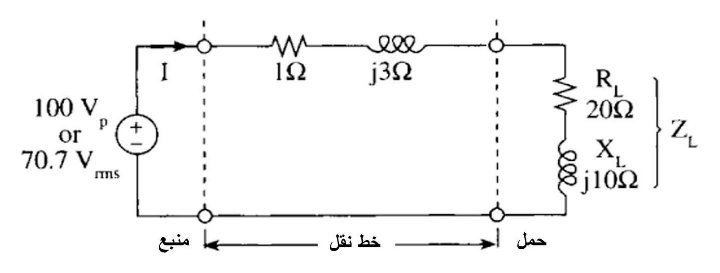
$$p=\frac{1}{2}\operatorname{Re}\mathbf{V}\,\mathbf{V}^*\Big/\mathbf{Z}^*=\frac{1}{2}\operatorname{Re}|\mathbf{V}|^2\Big/\mathbf{Z}^*=\frac{1}{2}\operatorname{Re}|\mathbf{V}|^2\,\mathbf{Z}\Big/|\mathbf{Z}|^2=\frac{1}{2}|\mathbf{V}|^2 R\Big/(R^2+X^2)$$

وتُختَزل هذه المعادلة إلى $½|\mathbf{V}|^2\big/R$ إذا كانت $\mathbf{Z}$ مقاومة بحتة.

المثال 7.2

يوصل منبع جهد بواسطة خط نقل كهربائي مع حمل وفق المبيَّن في الشكل 15.2. احسب الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل.

يساوي التيار المتدفق من المنبع إلى الخط والحمل:



الشكل 15.2: منبع يُقدِّم استطاعة إلى حمل ممثَّل بالممانعة $Z_L=R_L+jX_L$.

$$I = \frac{100}{Z} = \frac{100}{21 + j13} = 3.44 - j\,2.13 = 4.04\; e^{-j\,31.8}$$

لذا يساوي جهد الحمل:

$$\mathbf{V}_{\mathrm{L}} = \mathbf{I}\,\mathbf{Z}_{\mathrm{L}} = (3.44 - j\,2.13)(20 + j\,10)$$

$$= 90.1 - j\,8.2 = 90.5 e^{-j\,5.2}$$

وباستعمال المعادلة 38.2، تساوي الاستطاعة المبدَّدة في الحمل:

$$P_{\mathbf{L}} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\,\mathbf{V}_{\mathbf{L}}\mathbf{I}^{*} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\; 90.5 e^{-j\,5.2} \cdot 4.04 e^{+j\,31.8}$$

$$= \frac{1}{2} 365.5 \cos 26.6^{\circ} = 163.5\,\mathrm{W}$$

أما الاستطاعة المبدَّدة في خط النقل فتساوي:

$$P_{\mathrm{line}} = \frac{1}{2}\left|\mathbf{I}\right|^{2} R_{\mathrm{line}} = \frac{1}{2}\left|4.04\right|^{2} \cdot 1 = 8.2\ \mathrm{W}$$

وتساوي الاستطاعة الكلية التي يقدِّمها المنبع:

$$P_{\mathrm{s}} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\,\mathbf{V}_{\mathrm{s}}\mathbf{I}^{*} = \frac{1}{2}\mathrm{Re} 100 \cdot 4.04 e^{+j\,31.8}$$

$$= \frac{1}{2} 404 \cos 31.8^{\circ} = 171.7\ \mathrm{W}$$

إذن، تساوي الاستطاعة التي يُولِّدها المنبع الاستطاعة المبدَّدة في الخط والحمل.

2.5.2 القيمة الفعالة أو جذر القيمة التربيعية الوسطى في حسابات الاستطاعة

Effective or root mean square (RMS) values in power calculations

لقد بيَّنا أن التيار المستمر الذي شدته I أمبير ويتدفق في مقاومة R يُبدِّد استطاعة وسطى فيها تساوي $I^{2}R$. وفي حالة التيار المتناوب، يُقدِّم التيار الجيبي

الذي تساوي ذروته I_p أمبير استطاعة وسطى مقدارها $I_p^2 R/2$ واط. فإذا عرّفنا القيمة الفعالة effective value للتيار المتناوب بـــ $I_{\text{eff}} = I_p/\sqrt{2}$، أمكننا تجنب كتابة العامل ½ في معادلات استطاعة التيار المتناوب. وتكون الاستطاعة ببساطة $I^2 R$ لكل من التيارين المستمر والمتناوب إذا اعتبرنا أن I في حالة التيار المتناوب هي قيمة التيار الفعّالة.

ما هي القيم الفعّالة لأشكال الموجات الأخرى؟ افترض أننا مرَّرنا تيارَ موجة مربعة أو مثلثة في المقاومة R. فما مقدار الاستطاعة الوسطى التي سوف تبدِّدها المقاومة؟ في المعادلة 12.1، أوجدنا القيم الفعالة للتيار الجيبي. وباستعمال تعليل مشابه، نُعرِّف الاستطاعة الوسطى بـــ:

$$P = I_{\text{eff}}^2 R \tag{39.2}$$

I_{eff} هي قيمة التيار الفعالة لأيّ تيار دوري مهماً كان شكل موجته. والتيار الفعال هو ثابت يساوي شدة التيار المستمر الذي يُقدِّم نفس الاستطاعة الوسطى إلى المقاومة R. وعموماً، بتوسيط الاستطاعة اللحظية لتيار دوري على كامل الدور (انظر المعادلة 12.1) ينتُج:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T i^2 R\, dt \tag{40.2}$$

وبحل المعادلتين الأخيرتين معاً ينتُج:

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\, dt} \tag{41.2}$$

لاحظ أنه لإيجاد القيمة الفعالة، نحدِّد أولاً مربع التيار، ثم نحسب القيمة الوسطى، ثم نأخذ جذرها التربيعي. بذلك نحدِّد جذر القيمة التربيعية الوسطى root mean square rms للتيار i، وهذا ما يُفسِّر استعمال الرمز I_{rms} غالباً بدلاً من I_{eff}.

يمكننا الآن إعادة كتابة المعادلة 36.2 للتعبير عن الاستطاعة الوسطى المبدَّدة في المقاومة R لأي تيار أو جهد دوري:

$$P = V_{\text{rms}}^2 / R = I_{\text{rms}}^2 R \tag{42.2}$$

ونظراً إلى أن قيمة التيار المستمر ثابتة، فإن جذر القيمة التربيعية الوسطى له تساوي تلك القيمة الثابتة. وعلى غرار ذلك، في حالة الموجة المربعة، التي تساوي ذروة جهدها الموجبة V_p في نصف الدور، و $-V_p$ في نصف الدور الآخر، يكون $V_{\text{rms}} = V_p$ (تربيع جهد الموجة المربعة يجعل مربع الذروة السالبة موجباً، وهذا يجعل مفعول هذه الموجة كمفعول جهد مستمر قيمته V_p). وقد بيَّنا في الفصل الأول أيضاً أن جذر القيمة التربيعية الوسطى للجهد الجيبي[15] ذي الذروة V_p يساوي $V_{\text{rms}} = V_p / \sqrt{2}$. في المثال التالي، سوف نحسب القيمة الفعالة لموجة مثلثية الشكل.

المثال 8.2

يُستعمل الجهد المثلثي الدوري المبيَّن في الشكل 16.2 لتحريك حزمة الإلكترونات في صمام صورة التلفاز وراسم الإشارة. احسب جذر القيمة التربيعية الوسطى لموجة مثلثية تساوي فيها قيمة الجهد من الذروة إلى الذروة $2V_P$. تُعطى قيمة الجهد بين اللحظتين $-T/2$ و $+T/2$ بالعبارة $v(t) = \left(2V_p / T\right) t$، حيث يمثِّل الحد الموجود بين القوسين ميل الخط المستقيم.

باستعمال المعادلة 41.2، تساوي قيمة الجهد الفعالة:

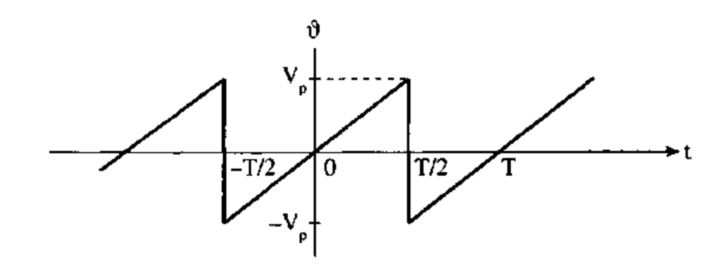
$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \left(\frac{2V_p}{T} t \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{4V_p^2}{3T^3} t^3 \Big|_{-T/2}^{+T/2}} = \frac{V_p}{\sqrt{3}}$$

إذن، يُعطي الجهد المستمر الذي يساوي $V_p / \sqrt{3}$ إلى المقاومة نفس استطاعة التسخين التي يعطيها الجهد ذو الموجة المثلثية.

---

[15] يُعطى جهد شبكة الكهرباء المنزلية والتجارية العامة بالقيمة الفعالة 120 فولط متناوباً (في شمال أمريكا). هذا يعني أن جهد الذروة يساوي $V_p = 120\sqrt{2} = 170\ \text{V}$. أما قيمة هذا الجهد الوسطى فتساوي الصفر.



الشكل 16.2: جهد مثلثي الموجة على شكل سن منشار دوري.

3.5.2 عامل الاستطاعة **Power factor**

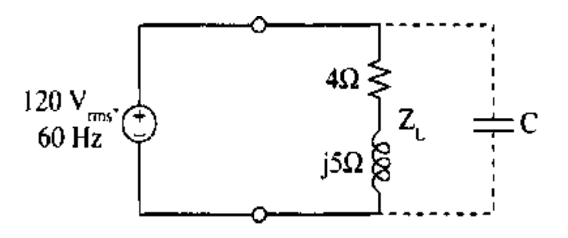
بيَّنا في المعادلة 36.2 أن الاستطاعة الوسطى المبدَّدة في حمل في حالة التيار المتناوب المستقر تساوي $P = VI\cos\theta$، على أساس أن V و I تمثلان جذرَيْ القيمة التربيعية الوسطى للجهد والتيار. ومع تناقص $\cos\theta$، تتناقص الاستطاعة الوسطى. فإذا سمَّينا VI بالاستطاعة الظاهرية apparent power، أمكننا تعريف عامل الاستطاعة power factor pf على أنه نسبة الاستطاعة الوسطى إلى الاستطاعة الظاهرية:

$$\text{pf} = \frac{P}{VI} = \cos\theta \tag{43.2}$$

الزاوية θ هي الفرق بين طوري الجهد V والتيار I، أو زاوية طورِ قبولية الحمل Y_L. وتقع قيمتها بين -90° في حالة الحمل التحريضي الصرف، و $+90^\circ$ في حالة الحمل السعوي الصرف. أي إن الجهد يسبق التيار في الحالة الأولى، ويتأخر عنه في الثانية. ونصِف عامل الاستطاعة بأنه مؤخِّر في الحالة الأولى، وبأنه مسبِّق في الثانية. وفي كلتا الحالتين تكون قيمة عامل الاستطاعة أصغر من الواحد. وفي الحالتين المتطرفتين، عندما $\theta = \pm 90^\circ$، يساوي عامل الاستطاعة الصفر. أما عندما تكون $\theta = 0$، أي في حالة الحمل المقاومي الصِرف، فيساوي عامل الاستطاعة الواحد. لاحظ أن عامل الاستطاعة يمكن أن يساوي الواحد أيضاً عندما تكون دارة الـــ RLC التسلسلية أو التفرعية في حالة طنين (طبعاً، الدارة التي تكون في حالة طنين هي دارة مقاومة صِرفة).

ونظراً إلى أن معظم الأحمال المنزلية والصناعية هي أحمال تحريضية (محركات)، يمكن لعامل الاستطاعة pf أن يكون أصغر كثيراً من الواحد. وهذا ينطوي على عواقب غير مقبولة. ففي حين أن شبكة الطاقة الكهربائية تقدِّم جهداً فعالاً ثابتاً، فإن القيمة المنخفضة لعامل الاستطاعة تجعل التيار الفعال يزداد بغية الحفاظ على استطاعة خرج المحرك عند مستوى ثابت. ويؤدي هذا التيار الزائد إلى زيادة المفاقيد الحرارية I^2R، ومن ثمَّ إلى زيادة درجة حرارة المحرك، على سبيل المثال، زيادة كبيرة. لذا، فإن تصحيح عامل الاستطاعة، بوضع مكثفة على التفرع مع الحمل التحريضي (لتكوين دارة طنين تفرعية عملياً)، يزيد من مردود تشغيل الحمل التحريضي (انظر الشكل 17.2). مثالياً، يجب أن تساوي الاستطاعة الوسطى الاستطاعة الظاهرية، وشركات توليد وتوزيع الكهرباء تطلب من الشركات الصناعية الكبيرة أن تُشغِّل آلاتها عند عامل استطاعة يتجاوز 0.9، وتفرض عقوبات مالية على الذين لا يتقيدون بذلك.

المثال 9.2



الشكل 17.2: حمل تحريضي ممانعته تساوي $Z_L = 4 + j5$، أو قبوليته تساوي $Y_L = 4/41 - j5/41$ يتصف بعامل استطاعة مؤخِّر يمكن تصحيحه بوضع مكثفة C على التفرع معه.

وُصِل حملٌ ممانعته $Z_L = 4 + j5$ إلى منبعٍ جهده الفعّال يساوي 120 فولط، ويساوي تردده 60 هرتس. ونظراً إلى كون هذا الحمل تحريضياً (الجزء التخيُّلي من الممانعة موجب)، فإنه يعمل عند عامل استطاعة مؤخِّر يساوي 0.6247. لكنْ يمكن تغيير عامل الاستطاعة بوضع مكثفة تفرعياً مع الحمل. (أ) احسب قيمة C التي تصحِّح عامل الاستطاعة ليصبح مؤخِّراً وقيمته تساوي 0.9.

(ب) احسب قيمة C لجعل عامل الاستطاعة مسبِّقاً، وقيمته تساوي 0.9.

(أ) يساوي عامل الاستطاعة $\text{pf} = \cos(\tan^{-1} 5/4) = 0.6247$ ، وهو مؤخِّر.

وتساوي الاستطاعة الوسطى التي يمتصها الحمل:

$$P = \frac{V_{\text{R}}^{\,2}}{R} = I^{2}R = \frac{120^2}{4^2+5^2}\cdot 4 = 1405 \text{ W}$$

وحين تصحيح عامل الاستطاعة بوضع مكثفة تفرعياً مع الحمل Z_{L} ، نفترض حملاً جديداً ممانعته Z_{L}' . ونظراً إلى أنه من الأسهل استعمال القبولية حين وصل العناصر تفرعياً، سوف نتعامل مع Y_{L}':

$$Y_{\text{L}}' = \frac{1}{Z_{\text{L}}'} = Y_{\text{L}} + j\,\omega C = \frac{1}{Z_{\text{L}}} + j\,120\pi C$$

$$= 4/41 - j\;5/41 + j\,120\pi C$$

فإذا كان على قبولية الحمل الجديدة أن تُصحِّح عامل الاستطاعة ليصبح مؤخِّراً وتصبح قيمته 0.9، وجب أن تساوي زاوية الطور الجديدة بين الجهد والتيار $\cos^{-1} 0.9 = 25.84^{\circ}$ ، وهذه زاوية سالبة لأن التيار يتأخر عن الجهد بـــ 25.84° . لذا فإن ظل هذه الزاوية يساوي $\tan(-25.84^{\circ}) = -0.4843$ ، ويجب أن يساوي أيضاً نسبة الجزء التخيُّلي إلى الجزء الحقيقي من قبولية الحمل الجديدة Y_{L}'. أي:

$$-0.4843 = \frac{-5/41 + 120\pi C}{4/41}$$

ومنها ينتُج أن سعة المكثفة يجب أن تساوي 198 مكرو فاراد.

(ب) في هذه الحالة عامل الاستطاعة مسبِّق ويساوي $\cos(\tan^{-1} 5/4) = 0.6247$. ووضع المكثفة تفرعياً مع Z_{L} يُعطي نفس Y_{L}' السابقة. إلا أن الزاوية 25.84° الآن موجبة لأن التيار يسبق الجهد، ولذا $\tan(25.84^{\circ}) = 0.4843$ ، وهذه القيمة يجب أيضاً أن تساوي نسبة الجزء التخيُّلي إلى الجزء الحقيقي في Y_{L}'. أي:

$$0.4843 = \frac{-5/41 + 120\pi C}{4/41}$$

ومنها ينتُج أن سعة المكثفة يجب أن تكون الآن 448.8 مكرو فاراد.

ملاحظة: لو صحَّحنا Z_{L} لجعل عامل الاستطاعة يساوي الواحد، أي لجعل الجهد والتيار متوافقين بالطور، لكان $\tan 0^{\circ} = 0$ ، ولكانت معادلة C الناتجة:

$$0 = \frac{-5/41 + 120\pi C}{4/41}$$

وهذه معادلة تعطي قيمة لــ C تساوي 324 مكرو فاراد. ومن اللافت أن نرى أن قيم C تتزايد بتزايد تصحيح عامل استطاعة الحمل Z_{L}. فتصحيح عامل استطاعة مؤخِّر يساوي 0.625 ليصبح 0.9 مؤخِّراً يتطلَّب مكثفة سعتها 198 مكرو فاراد، ويتطلب جعله مساوياً الواحد مكثفة سعتها 324 مكرو فاراد، ويتطلب جعله مساوياً 0.9 مسبِّقاً مكثفة سعتها 448.8 مكرو فاراد .

لاحظ أيضاً أن تصحيح عامل الاستطاعة ليصبح 1 يوافق تغيير الحمل ليُصبح مقاومياً بحتاً. وهذا يعني أن الحمل التحريضي الذي تُضاف إليه مكثفة تفرعياً يتحوَّل إلى دارة طنينية تفرعية. والمثال التالي يوضِّح ذلك.

المثال 10.2

احسب عامل الاستطاعة للحمل $Z_{\mathrm{L}} = 20 + j10$ المبيَّن في الشكل 15.2. وحدِّد قيمة السعة التي يجب وصلها مع الحمل تفرعياً لجعل عامل الاستطاعة يساوي الواحد.

يساوي عامل استطاعة الحمل $\mathrm{pf} = \cos\theta$ ، و θ هي زاوية الطور بين تيار الحمل وجهده الحمل (أو زاوية ممانعة الحمل $Z_{\mathrm{L}} = R_{\mathrm{L}} + jX_{\mathrm{L}}$ ، أي $\theta = \tan^{-1} X_{\mathrm{L}}/R_{\mathrm{L}}$):

$$\mathrm{pf} = \cos\theta = \cos\tan^{-1}\frac{X_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{L}}} = \cos\tan^{-1}\frac{10}{20} = \cos 26.6^{\circ} = 0.89$$

وفقاً لما حُسِب في المثال 6.2، يُبدِّد الحمل 163.5 واط، وتساوي ذروة التيار المتناوب 4.04 أمبير.

يمكن الآن تصحيح عامل الاستطاعة ليصبح 1 بوضع مكثفة تفرعياً مع الحمل لتكوين دارة طنينية تفرعية. لاحظ أن الحمل الجديد لن يستهلك استطاعة إضافية لأن المكثفة لا تستهلك طاقة. بوضع المكثفة في المكان المحدَّد، تنتُج دارة طنينية تفرعية مشابهة لتلك المبيَّنة في الشكل 13.2. وكي يساوي عامل الاستطاعة 1، تُعطي حالة الطنين التي حُسبت في المثال 5 قيمة للمكثفة تساوي $C = L/(R^2 + \omega_0^2 L^2)$، حيث إن R و L الآن هما مقاومة وتحريض الحمل. ونظراً إلى أن التردد غير محدَّد، فإننا لا نستطيع حساب سوى ردِّية المكثفة $X_C = 1/\omega C$. لذا نضرب طرفي معادلة C بـــ ω فنحصل على:

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} = \frac{20^2 + 10^2}{10} = 50\,\Omega$$

إذن، بوصل مكثفة ردِّيتها تساوي 50 أوم تفرعياً مع الحمل تجعل عامل الاستطاعة يساوي الواحد. وإذا عُرف التردد، أمكن حساب سعة المكثفة.

وتُصبح ذروة شدة التيار المار الآن بين المنبع وخط النقل أقل:

$$I = \left| 100 \Big/ \left[1 + j3 + \big((20 + j10) \parallel (-j50) \big) \right] \right| = 3.82 \text{ A}$$

الرمز $\parallel$ يعني وصل تفرعي. ولذا تصبح مفاقيد خط النقل الآن أقل وتساوي:

$$\left(\frac{3.82}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot 1 = 7.3 \text{ W}$$

في حين أنها كانت سابقاً 8.2 واط. يُضاف إلى ذلك أن الحمل أصبح يستهلك بعد التصحيح مزيداً من الاستطاعة:

$$P_L = \frac{1}{2} I^2 R_{eq} = \frac{1}{2} I^2 \frac{R_L^2 + X_L^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot 3.82^2 \frac{20^2 + 10^2}{20} = 182.5 \text{ W}$$

فإذا كان الحمل محركاً، أمكن تقليص استهلاكه الجديد ليصبح كاستهلاكه

السابق المساوي 163.5 واط، وهذا ما يُحسِّن من مردود المنظومة (خط النقل + الحمل).

6.2 المحولات وموافقة الممانعة

Transformers and Impedance Matching

تُستعمل المحوِّلات transformers لنقل استطاعة الجهد المتناوب، أو لتغيير الجهود أو التيارات المتناوبة إلى قيم أعلى أو أخفض، ولعزل التجهيزات عن خطوط نقل الطاقة (فيما يخص التيار المستمر). والمحولات هي تجهيزات وحيدة التردد (60 هرتس، في شمال أمريكا مثلاً) وذات مردود يقارب الـــ 100%. وتُقلَّص الحقول المغنطيسية الشاردة الناجمة عن ملفات المحوِّل إلى حدودها الدنيا باستعمال نوى حديد فرِّيتية ferromagnetic تحصر الحقول المغنطيسية ضمن الوسط الحديدي في المحوِّل. فإذا جُعلت مفاقيد الملف والنواة (التي تزداد مع التردد) أصغرية أيضاً (وهذا ما يتحقَّق بالتأكيد في المحولات الجيدة التصميم)، كانت النتيجة محولات استثنائية من حيث المردود العالي الذي يُعبَّر عنه بتساوي استطاعة الخرج واستطاعة الدخل تقريباً $W_{\text{out}} \cong W_{\text{in}}$. ويُخفِّض العمل عند الترددات المنخفضة مفاقيد النواة، لكنه يتطلب مقاطع كبيرة للنوى، وهذا يزيد من حجم ووزن المحوِّل. وفي الحالات التي يكون فيها الوزن عاملاً مقيِّداً، ومن أمثلتها حالة طائرة، يجري العمل عند ترددات في المجال بين 400 و 800 هرتس (انظر المثال 12.2 الخاص بتصميم محوِّل).

وتُستعمل المحولات على نطاق واسع أيضاً في مجال الترددات الصوتية، وذلك في تطبيقات ربط المداخل والمخارج وفيما بين المراحل، وفي التعديل وموافقة الممانعة. وتصميمها مشابه لتصميم محوِّلات الطاقة، لكنْ بدلاً من العمل عند تردد وحيد، تعمل هذه المحولات بحزمة عريضة من الترددات تمتد عادة من 20 هرتس حتى 20 كيلو هرتس. مع ذلك، ونظراً إلى أن المحولات غالباً ما تكون كبيرة الحجم عموماً، حتى حين تصغيرها، ينص مبدأ حديث في تصميم الدارات

على الاستعاضة عن وصل مراحل الدارات بواسطة المحولات بالوصل المباشر حيثما أمكن، حتى في مرحلة خرج المضخِّم، على سبيل المثال.

وثمة صنف من المحولات المتخصِّصة هو محولات الترددات العالية، ومن أمثلتها المحوِّل النبضي. يجب أن تعمل هذه المحولات على مجال واسع من الترددات، وأن تنقل موجات مربعة أو قطارات من النبضات مع الحفاظ على شكلها الأصلي ما أمكن. ومن أمثلتها محول إشارة تحريك حزمة الإلكترونات الارتداد flyback في التلفاز الذي يعمل بتردد يساوي 15.75 كيلو هرتس، ويولِّد بعد التقويم جهداً مستمراً عالياً (10 كيلو فولط أو أكثر)، وهو الجهد اللازم لصمام الأشعة المهبطية cathode ray tube.

1.6.2 ترابطية السيالة والمحوِّل المثالي

Flux linkages and the ideal transformer

يتألف المحوِّل المعهود من ملف ابتدائي وملف ثانوي ملفوفين على نواة حديدية مطاوعة[16]. ووفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 18.2، إذا وُصِل الملف الابتدائي مع منبع جهد $v_s = V_p \cos \omega t$، وتُرِك الملف الثانوي مفتوحاً، مرَّ تيار ضعيف في الملف الابتدائي وحرَّض سيالة مغنطيسية في النواة تؤدي إلى تحريض جهد في الملف الثانوي. وبناء على قانون فاراداي Faraday، يساوي الجهد المحرَّض:

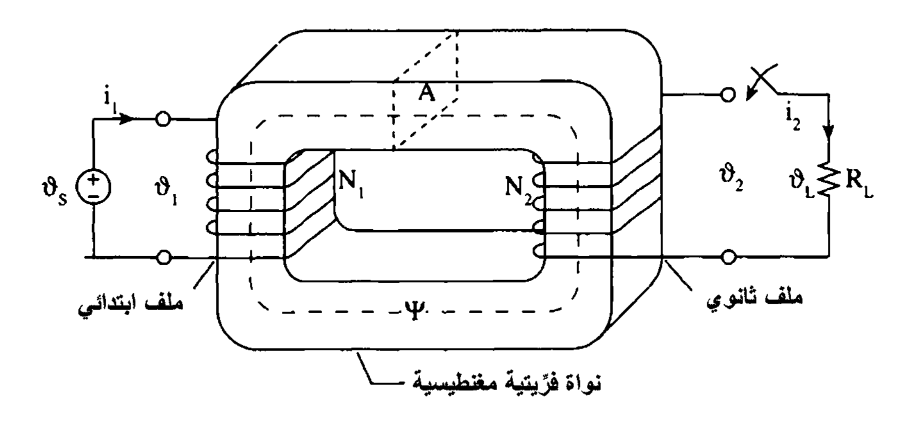
$$v_1 = -N_1 \frac{d\psi}{dt} \qquad (44.2)$$

N_1 هو عدد لفات الملف الابتدائي و ψ هي السيالة المغنطيسية المتحرِّضة في نواة المحوِّل بواسطة التيار المار في الملف الابتدائي. يسمى هذا

---

[16] يتصف الحديد الفرِّيتي المطاوع بسهولة المغنطة وإزالة المغنطة، وهذا ما يجعله ملائماً للاستعمال في المحوِّلات التي يتغير فيها الحقل المغنطيسي بمعدل 60 هرتس، وفي رؤوس التسجيل المغنطيسية التي يتغيَّر الحقل المغنطيسي فيها بمعدلات أعلى كثيراً. أما المواد الحديدية الفرِّيتية غير المطاوعة فصعبة المغنطة وإزالة المغنطة وهذا ما يجعلها ملائمة للمغانط الدائمة وأشرطة وأقراص تسجيل الصوت والصورة.

الجهد عادة القوة المحركة الكهربائية العكسية، وهي ضرورية لمعاكسة الجهد المطبق، ولولاها لمرَّ تيار شديد جداً في الملف الابتدائي (مقاومة ملف المحوِّل العملي أصغر كثيراً من أن تُحدِّد التيار).



الشكل 18.2: محول ذو نواة حديدية مقطعها العرضاني *A* وتمر فيها سيالة مغنطيسية *ψ* تربط بإحكام ملفَّيْ المحوِّل الابتدائي والثانوي. يساوي عدد لفات الملف الثانوي N_2، ويساوي عدد لفات الملف الابتدائي N_1.

ونظراً إلى أن السيالة المغنطيسية المتغيرة زمنياً، والمحصورة تماماً ضمن النواة الحديدية الفرِّيتية، تمر أيضاً ضمن لفات الملف الثانوي، فإنها سوف تحرِّض جهداً فيه يُعطى، وفقاً لقانون فاراداي، بــ:

$$v_2 = -N_2 \frac{d\psi}{dt} \qquad (45.2)$$

يمكننا أن نرى الآن بسهولة أن نسبة جهد الخرج إلى الدخل تساوي:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} \qquad (46.2)$$

وفقاً للمعادلة 46.2، الناتجة من قسمة المعادلة 45.2 على المعادلة 44.2، تساوي نسبة جهد الملف الثانوي إلى جهد الملف الابتدائي نسبة عدد لفات الملف الثانوي إلى عدد لفات الملف الابتدائي، ونظراً إلى أنها نسبة، فإنها تنطبق على الجهدين اللحظيين v وعلى قيمتي V_{rms}. ونظراً إلى أن الملف الثانوي مفتوح

الدارة، لا تتبدَّد أي استطاعة فيه. أي إن تيار الملف الابتدائي لا ينقل أي استطاعة ولذا يكون متأخِّراً عن جهد الملف الابتدائي بـــ 90 درجة. إلا أن تياراً ضئيلاً متأخِّراً، يسمى تيار المغنطة، ضروري لتحريض السيالة المغنطيسية في النواة (في معظم الحالات يمكننا إهمال تيار المغنطة لأن مفاقيده في المحوِّلات العملية ضئيلة (بضعة آحاد بالمئة)، وهذا ما يجعل المحوّل المثالي العديم المفاقيد نموذجاً مفيداً). لذا يساوي عامل استطاعة الملف الابتدائي الصفر: $\cos\theta = 0$. وفي التطبيقات التي يعمل فيها المحوّل بممانعة عالية التي تحتاج إلى رفع قيمة الجهد، يكون الملف الثانوي المفتوح الدارة هو النموذج الملائم.

وثمة حالة عملية أخرى تحصل حين نقل الاستطاعة من منبع إلى حمل عبر محوّل. يُغلَق الآن مبدال الملف الثانوي في الشكل 18.2، فيتدفق التيار وتمتص المقاومة R_{L} استطاعة تأتي من المنبع، ويؤدي ذلك إلى اختلال توازن الجهد في دارة الملف الابتدائي. فالتيار I_2 المار في الملف الثانوي يُحرِّض الآن سيالة جديدة في النواة تؤدي إلى تحريض جهد جديد في الملف الابتدائي، فيختل التوازن بين جهدي المنبع والملف الابتدائي الذي كان يحقِّق $v_{\text{s}} = v_1$. ونظراً إلى بقاء جهد المنبع ثابتاً، يؤدي خلل التوازن في الملف الابتدائي إلى تدفق تيار جديد في الملف الابتدائي، وهذا يُحرِّض جهداً جديداً (مساوياً بالمطال، ومعاكساً لذاك الناجم عن I_2) يعيد التوازن إلى الملف الابتدائي. وتنجم عن تيار الملف الابتدائي الجديد I_1 استطاعة $I_2^2 R_{\text{L}}$ تُقدَّم إلى الحمل، ولذا يتفق بالطور مع جهد المنبع[17] (في دارة الملف الابتدائي، يساوي عامل الاستطاعة الآن الواحد). بكلمات أخرى،

---

[17] ترمز الأحرف اللاتينية الكبيرة إلى جذر القيمة التربيعية الوسطى أو الفعالة. على سبيل المثال، يمكن تمثيل $v_{\text{s}} = V_p \cos\theta$ بالقيمة الفعالة V_{S}. وتتحرض جميع الجهود بموجب قانون فاراداي الذي ينص على أن السيالة المغنطيسية المتغيرة مع الزمن تُحرِّض جهداً في الوشيعة التي تعبرها. لذا لا يمكن تحويل الجهد المستمر بواسطة المحوّل. على سبيل المثال، إذا تألف جهد الملف الابتدائي من مركِّبة مستمرة وأخرى متناوبة، تمر المتناوبة فقط إلى الملف الثانوي. لذا يُعتبر إبعاد المحوّل للمركِّبة المستمرة عن الحمل، خاصة إذا كانت كبيرة، وظيفة هامة من وظائفه. ومن وظائف الحماية الأخرى التي يؤديها المحول عزل الدارة الثانوية عن الابتدائية، حيث ينعدم الاتصال المباشر مع الشبكة الكهربائية العامة ذات الجهد 440 فولط، على سبيل المثال، بعد تخفيض الجهد إلى 120 فولط متناوباً اللازم للاستعمال المنزلي.

تساوي الاستطاعة المقدَّمة من المنبع $V_s I_1 = W_1$ تلك المستهلكة في الحمل $V_L I_2 = I_2^2 R_L = W_2$. ونظراً إلى أن $V_s = V_1$، و $V_L = V_2$، ينتُج:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \tag{47.2}$$

إن معادلة الاستطاعة هذه، أي $W_1 = W_2$، صحيحة في حالة المحوِّلات المثالية العديمة المفاقيد. وهي مفيدة أيضاً من حيث كونها تقريباً مفيداً للمحولات العملية التي يمكن أن يصل مردودها إلى 100% إذا أُحسِن تصميمها. والآن أصبح من السهل الحصول على نسبة تحويل التيار[18]، وذلك باستعمال المعادلتين 46.2 و 47.2:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \tag{48.2}$$

وهذا تحويل معاكس لتحويل الجهد: تؤدي زيادة نسبة عدد لفات الثانوي إلى عدد لفات الابتدائي إلى زيادة نسبة جهد الخرج إلى جهد الدخل، وإلى نقصان نسبة تيار الخرج إلى تيار الدخل.

والخلاصة هي أن المحوِّل المثالي هو محوِّل عديم المفاقيد يربط بين الملفين الابتدائي والثانوي ربطاً مثالياً، ويحصل هذا نتيجة لانحصار السيالة المغنطيسية كلياً ضمن نواة المحوِّل. ويمكن للمحوِّلات العملية ذات النوى الحديدية أن تكون قريبة جداً من المحوِّلات المثالية إذا أُحسن تصميمها.

المثال 11.2

محوِّل مثالي موصَّف بــ: 3600/120 V و 10 kVA (انظر الشكل 18.2). ويتألف الملف الثانوي من 60 لفة. احسب نسبة عدد اللفات N_2/N_1،

---

[18] يمكن الحصول على نسبة تحويل التيار بطريقة أخرى. عند تردد معين، ينص قانون فاراداي على أن السيالة المتحرِّضة في نواة تتناسب مع التيار I وعدد لفات الملف. وبإغلاق المبدال، يمر تيار جديد في الملف الثانوي، ويُحرِّض هذا التيار سيالة جديدة في النواة تُخِلُّ بتوازن الجهد في الدارة الابتدائية. لذا يجب أن يتدفق تيار جديد في الملف الابتدائي لإلغاء السيالة الجديدة الناجمة عن I_2. ويتحقَّق توازن الجهد عندما يكون $I_1 N_1 = I_2 N_2$.

ونسبة تحويل التيار، وعدد لفات الابتدائي، والتيارين I_1 و I_2.

نظراً إلى أن هذا المحوّل خافض للجهد ($V_1 > V_2$)، وبناء على المعادلة 46.2، يكون: $N_2/N_1 = V_2/V_1 = 120/3600 = 1/30 = 0.0333$.

ووفقاً للمعادلة 48.2، $I_2/I_1 = N_1/N_2 = 30$، ولذا يكون $I_2 = 30 I_1$. أي إن التيار يزداد 30 مرة، في حين أن الجهد ينخفض 30 مرة.

ونظراً إلى أن $N_1 = 30 N_2$، وإلى أن $N_2 = 60$ وفقاً للفرض، ينتُج أن N_1 تساوي 1800 لفة. ولحساب I_1، نلاحظ أولاً أن $V_1 I_1 = V_2\ I_2 = 10\,000$. ولما كان $V_1 = 3600\,\mathrm{V}$ فرضاً، ينتُج $I_1 = V_2\, I_2 / V_1 = 10\,000/3600 = 2.78\ \mathrm{A}$.

وباستعمال المعادلة 48.2، ينتُج $I_2 = I_1(N_1/N_2) = 2.78(30) = 83.33\ \mathrm{A}$.

المثال 12.2

يُري الشكل 19.2 محوّلاً ذا نواة حديدية (يدل رمز القضبان العمودية الثلاثة على محوّل ذي نواة حديدية محكم الترابطية بين الملفين الابتدائي والثانوي، ولذا تُمكِن نمذجته بالمحول المثالي). ويُستعمل هذا المحوّل لنقل استطاعة من منبع إلى حمل. ونظراً إلى أن المحوّل المثالي عديم الضياعات، فإن كل الاستطاعة التي يُقدّمها المنبع إلى الملف الابتدائي سوف تنتقل إلى دارة الملف الثانوي. ويوصل الملف الابتدائي عادة بمنبع طاقة، ويوصل الملف الثانوي بالحمل. فإذا أُعطيت ممانعة الحمل بــ $Z_\mathrm{L} = 500 - j\,400\,\Omega$، وكانت مقاومة المنبع $R_\mathrm{s} = 10\,\Omega$، وكان عدد اللفات $N_1 = 100$ و $N_2 = 1000$، فما مقدار الاستطاعة الوسطى التي تصل إلى الحمل عندما يكون (أ) $I_1 = 5e^{j\pi/4}$ و (ب) $V_\mathrm{s} = 120 e^{j0}$؟

(أ) نظراً إلى أن $|I_1| = 5\mathrm{A}$، نحصل من المعادلة 48.2 على:

$$|I_2| = |I_1| N_1/N_2 = 5(100/1000) = 0.5\,\mathrm{A}$$

ولذا تساوي الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل:

$$P_\mathrm{L} = |I_2|^2 R_\mathrm{L} = (0.5)^2 500 = 125\,\mathrm{W}.$$

(ب) لحساب الاستطاعة المبدَّدة في الحمل، يجب أولاً حساب I_2 أو V_2 لأن $P_L = |I_2|^2 R_L$ أو:

$$P_L = |V_R|^2 / R_L = |V_2 R_L / Z_L|^2 / R_L = |V_2 / Z_L|^2 R_L = |I_2|^2 R_L$$

ولحساب V_2، نحسب أولاً V_1، ثم، من نسبة عدد اللفات ينتُج: $V_2 = V_1 N_2 / N_1$. والجهد V_1 هو الجهد بين طرفي الملف الابتدائي ويساوي جزءاً من جهد المنبع V_s. بكلمات أخرى، يساوي V_1 جداء V_s بنسبة R_s إلى Z'_L. و الممانعة Z'_L هي انعكاس ممانعة الحمل Z_L من الدارة الثانوية إلى الدارة الابتدائية ويمكن حسابها بالمعادلة 50.2 وفقاً لـــ:

$$Z'_L = Z_L (N_1/N_2)^2 = (500 - j\,400)(100/1000)^2 = 5 - j\,4\,\Omega$$

وحينئذ، يساوي جهد الملف الابتدائي:

$$V_1 = V_s Z'_L / (R_s + Z'_L) = 120\,(5 - j\,4)/(15 - j\,4)$$

إذن، تساوي الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل:

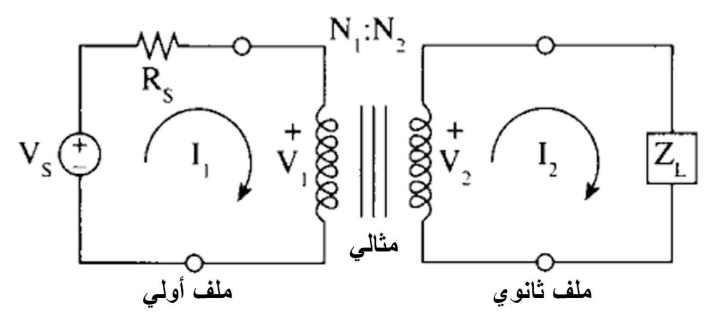
$$P_L = |V_2 / Z_L|^2 R_L = \left|(V_1 N_2 / N_1)/Z_L\right|^2 R_L$$

$$= \left|120 \frac{5 - j\,4}{15 - j\,4} \cdot 10 \cdot \frac{1}{500 - j\,400}\right|^2 500$$

$$= \left|\frac{12}{15 - j\,4}\right|^2 500 = \frac{144}{241} 500 = 298.7\ \text{W}$$

وفي طريقة أخرى أبسط إلى حد ما يمكن إجراء الحسابات في الدارة الابتدائية مع تذكُّر أن الاستطاعة المستهلكة في الدارة الثانوية للمحوِّل المثالي تساوي تلك المستهلكة في الدارة الابتدائية. لذا، وبعد حساب Z'_L، وهي منعكَس ممانعة الحمل في الدارة الابتدائية، تُعطى الاستطاعة المستهلكة في الحمل بـــ:

$$P_L = |I_1|^2 R'_L = |120/(15 - j\,4)|^2\, 5 = 298.7\ \text{W}$$



الشكل 19.2: محوِّل يصِل بين حمل Z_L ومنبع V_s.

المثال 13.2

صمِّم محوِّلاً لاستعماله في وحدة تغذية توصَل بالشبكة العامة ذات الجهد 120 فولط والتردد 60 هرتس، لتُعطي في خرجها 5 فولط و 10 أمبير. تُساوي مساحة المقطع العرضاني للنواة $1cm^2$. وتساوي كثافة السيالة العظمى في النواة 1 تِسلا tesla (1 تِسلا يكافئ 1 ويبر weber للمتر المربع). احسب (أ) عدد لفات ملفَّي المحوِّل، و(ب) تيار الحمل الكامل في الدارة الابتدائية.

(أ) استخرِجِ العلاقة بين الجهد والتردد والسيالة. إذا كان الجهد المطبَّق جيبياً، كانت السيالة جيبية أيضاً. أي $\psi(t) = \psi_p \sin \omega t$، و ψ_p هي قيمة مطال ذروة السيالة المغنطيسية. وفقاً للمعادلة 44.2، يساوي الجهد المتحرِّض في الملف، أو القوة المحركة الكهربائية المعاكسة:

$$v = -N \psi_p \omega \cos \omega t$$

ويجب أن يكون هذا الجهد مساوياً تقريباً للجهد المطبَّق على الملف الابتدائي في محوِّلٍ جيد التصميم. بالتعبير عن ذلك الجهد بدلالة القيمة الفعالة ينتُج:

$$V_{\text{rms}} = N\ 2\pi f\ \left(\psi_p / \sqrt{2}\right) = 4.44 N\ f\ \psi_p = 4.44 N\ f\ A\ B_p \quad (49.2)$$

f هو التردد ($f = \omega/2\pi$)، و A هي مساحة المقطع العرضاني للنواة مقدَّرة بالمتر المربع، و B هي كثافة السيالة مقدَّرة بالتسلا، وV هو الجهد مقدَّراً بالفولط إذا كانت ψ مقدَّرة بالويبر. إن هذه المعادلة شائعة الاستعمال في تصميم المحوِّلات.

ويساوي الجهد المتحرِّض في اللفة الواحدة:

$$V/N = 4.44 \cdot 60\,\text{Hz} \cdot 10^{-4}\,\text{m}^2 \cdot 1\text{T} = 0.0267$$

ومنها يكون عدد ملفات الملف الابتدائي:

$$N_1 = V/(\text{volts/turn}) = 120/0.0267 = 4505\,\text{turns}$$

ويساوي عدد لفات الملف الثانوي $N_2 = 5/0.0267 = 187\,\text{turns}$. لاحظ أن زيادة مساحة المقطع العرضاني تترافق بنقصان عدد اللفات.

(ب) باستعمال المعادلة 48.2، ينتُج:

$$I_1 = N_2 I_2/N_1 = 187 \cdot 10/4505 = 0.42\,\text{A}$$

أي إن المحوِّل يستجر عند الحمل الكامل تياراً شدته 0.42 أمبير، ويقدِّم استطاعة تساوي 50 واط بافتراض أن الحمل مقاومي وأن ضياعات المحوِّل معدومة.

2.6.2 تحويل الممانعات Impedance transformation

إضافة إلى أن المحولات ترفع الجهود والتيارات وتخفضها، فإنها تغيِّر الممانعات أيضاً. باستعمال العلاقتين 46.2 و 48.2، تُعطى عبارة تحويل الممانعة بـــ:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{V_1/I_1}{V_2/I_2} = \frac{V_1}{V_2}\frac{I_2}{I_1} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \qquad (50.2)$$

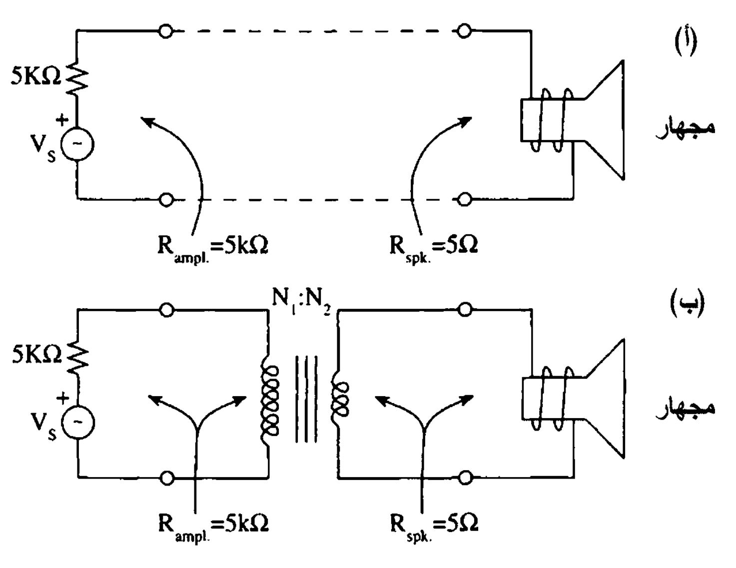
أي إن ممانعة الحمل الصغيرة الموجودة في دارة المحوِّل الثانوية تظهر على شكل ممانعة كبيرة $Z_1 = Z_2\left(N_1/N_2\right)^2$ في الدارة الابتدائية إذا كان $N_1/N_2 > 1$.

يبدو من معاينة المعادلة 50.2 أن المحوِّل، بملفَّيْه وعدد لفاتهما الكثيرة، لا يُدخِل التحريض الناجم عن تلك اللفات في الدارتين الابتدائية والثانوية. فالمقاومة الصرفة R_2 في الدارة الثانوية تنعكس مقاومة صِرفة R_1 في الدارة الابتدائية بدون أن يُضاف إليها أي تحريض. وتعود هذه النتيجة المفاجئة إلى حدٍّ ما إلى إلغاء السيالتين المتحرضتين في النواة بواسطة التيارين I_1 و I_2. أي إن المحوِّل يمكن أن يعمل بوصفه تجهيزة معدومة التحريض يمكنها تغيير قيمة المقاومة الصِرفة. وهذه خاصية مفيدة جداً حين الرغبة في نقل الاستطاعة العظمى بين منبع وحمل غير متوافقَيْ الممانعة.

المثال 14.2

ثمة رغبة في نقل استطاعة عظمى من مضخِّم صوتي ذي مقاومة داخلية كبيرة إلى مجهار ذي مقاومة داخلية صغيرة. تتصف المجاهير عادة بمقاومة صغيرة (4 أو 8 أو 16 أوم) لأن الملف المثبَّت على مخروط المجهار، الذي يُحرك المخروط جيئةً وذهاباً (لتوليد أمواج الضغط) يجب أن يكون خفيف الوزن لتمكين المخروط من الاستجابة جيداً للترددات الصوتية العالية. فإذا كانت ممانعة خرج المضخِّم تساوي 5000 أوم، وكانت مقاومة المجهر تساوي 5 أوم، فما هي نسبة عدد لفات محوّل الترددات الصوتية لتحقيق نقل الاستطاعة العظمى إلى المجهار.

يُري الشكل 20.2–أ حالة عدم التوافق الناجمة عن وصل المجهار مباشرة مع المضخِّم. في هذه الحالة، سوف ينتقل جزء صغير من الاستطاعة المتاحة إلى المجهار. ويمكن إيضاح ذلك بحساب نسبة الاستطاعة المبدَّدة في المجهار إلى تلك المبدَّدة في المضخِّم: $P_{5\Omega}/P_{5000\Omega} = I^2 5/I^2 5000 = 0.001$. هذا يعني أن الاستطاعة التي تصل إلى المجهار ضئيلة جداً.



الشكل 20.2: (أ) يمكن لوصل المجهار مباشرة مع المضخِّم أن يؤدي إلى عدم توافق شديد للممانعات. (ب) بغية تحقيق نقل الاستطاعة العظمى، يُستعمل محوِّل ذو نواة حديدية (القضبان العمودية) لتحقيق توافق الممانعات.

نعرف من المقطع 6.1 أن نقل الاستطاعة العظمى يقتضي أن تكون مقاومة الحمل مساوية لمقاومة المنبع. ويمكن تحقيق هذا التوافق بوضع محوّل ترددات صوتية ذي نواة حديدية بين المضخِّم والمجهار، وفق المبيَّن في الشكل 20.2–ب. وباستعمال المعادلة 50.2، يمكننا حساب نسبة عدد اللفات اللازم لتحقيق حالة التوافق:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{5000}{5} = 1000 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$$

من هذه المعادلة يتبيَّن أن $N_1 = 33N_2$. إذن، يُحقِّق المحوّل الذي يساوي عدد لفات ملفه الابتدائي 33 مرة من عدد لفات الملف الثانوي حالة التوافق التي تبدو فيها ممانعة الحمل للمنبع وكأنها تساوي 5000 أوم، وتبدو ممانعة المنبع للحمل وكأنها تساوي 5 أوم.

7.2 الخلاصة Summary

عرضنا في هذا الفصل أدوات الدارات الضرورية لتحليل الدارات الإلكترونية. ووفقا لما أشرنا إليه في البداية، علم الإلكترونيات هو علم التأثيرات المتبادلة فيما بين العناصر الثلاثة R و L و C، وفيما بينها وبين عناصر نشِطة من قبيل الترانزستورات ومضخمات العمليات وغيرها:

- لقد وفَّر لنا تحليل الأشعة الطورية، من خلال المقادير العقدية، طريقة سهلة لتحليل الدارات، في حالة التردد الوحيد، كسهولة تحليل دارات التيار المستمر. فباستعمال مقادير عقدية من قبيل الممانعة $Z = R + jX$ والقبولية $Y = G + jB$، استطعنا الحصول على استجابات التيار والجهد المتحرِّضة في أي مكان من الدارة حينما يكون المحرِّض تابعاً جيبياً.

- وجرى توصيف استجابة المرشحات الترددية بدلالة تردد القطع أو تردد نصف الاستطاعة ($\omega_C = R/L$ أو $\omega_C = 1/RC$) وتردد الطنين. وعُرِّف الطنين، وتردد الطنين $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$، في الدارات التي تحتوي على

تحريض L وسعة C، بأنه الحالة التي يكون فيها الجهد والتيار متفقين بالطور. وعند تردد الطنين، تكون ممانعة دخل الدارة وقبوليتها مقدارين حقيقيين. وعُرِّف عامل الجودة Q، وجرى بيان أن $Q \geq 5$ في دارات الترددات الراديوية العملية.

- وفي حالة دارة الطنين التسلسلية، أُثبت أن $Q = \omega_0 L / R_s = 1/\omega_0 R_s C$، بافتراض أن R_s هي المقاومة التسلسلية في الدارة، وأن الجهدين على طرفي الملف والمكثفة متساويان بالمطال ومتعاكسان بالطور، وأنهما يمكن أن يكونا أكبر كثيراً من جهد المنبع V_s، أي $V_L = V_C = QV_s \gg V_s$.
- وفي حالة دارة الطنين التفرعية، أُثبت أن $Q = \omega_0 R_p C = R_p / \omega_0 L$، بافتراض أن R_p هي مقاومة تفرعية مع الملف والمكثفة، وأن تياري الملف والمكثفة متساويان بالمطال ومتعاكسان بالطور، ويمكن أن يكونا أكبر كثيراً من تيار المنبع، أي $I_L = I_C = QI_s \gg I_s$. وهذا يعني أن دارة الطنين التسلسلية (التفرعية) تعمل مضخِّماً للجهد (للتيار).
- وحُدِّدت الانتقائية الترددية للدارات الطنينية بعرض الحزمة $B = \omega_2 - \omega_1$ الذي يُعطى بالمعادلة $B = \omega_0 / Q$. أما ω_1 و ω_2 فهما ترددا نصف الاستطاعة، أي: $\omega_2 = \omega_0 + \omega_0 / 2Q$، و $\omega_1 = \omega_0 - \omega_0 / 2Q$.
- وأُثبت أنه يمكن للمحوِّلات أن تكون ذات مردود عالٍ في تغيير مستويات التيارات والجهود المتناوبة والممانعات وفقاً لـــ: $V_2/V_1 = N_2/N_1$ و $I_2/I_1 = N_1/N_2$ و $Z_2/Z_1 = (N_2/N_1)^2$. N_1 و N_2 هما عدد لفات الملفين الابتدائي والثانوي في المحوِّل.

مسائل Problems

1. حدِّد الزاوية التي يسبق بها التيارُ الجهدَ $v = 10\cos(\omega t - 10^\circ)$ أو يتأخر عنه بها إذا كان:

(أ) $i = 5\cos(\omega t - 20^\circ)$

(ب) $i = 5\cos(\omega t - 5^\circ)$

(ت) $i = -5\cos(\omega t - 30^\circ)$

***الجواب*:** (أ) يتأخَّر التيار عن الجهد بعشر درجات، أو يتقدّم التيار على الجهد بـــ 350 درجة، وهذا صحيح لأن $\cos(x - 20^\circ) = \cos(x + 340^\circ)$. إلا أن المتعارف عليه هو التعبير عن فروق الطور بزوايا تقل عن 180 درجة.

2. يساوي مطال الجهد الجيبي $v(t) = V_p \cos(\omega t + \theta)$ خمسين فولط. وفي اللحظة $t = 0$ يكون متناقصاً وتساوي قيمته أربعين فولط. احسب θ .

3. أعِدْ كتابة الأعداد العقدية التالية بالصيغة القطبية: $3 + j2$ ، $3 - j5$ ، $-7 + j9$.

***الجواب*:** $3.6\exp(j56.5^\circ)$ ، $5.8\exp(j26.2^\circ)$ ، $11.4\exp(j127.9^\circ)$.

4. عبِّر عن الجهود الحقيقية التالية بأشعة طورية: $v(t) = 5\cos\omega t$، $v(t) = 5\sin\omega t$، $v(t) = V_p\cos(\omega t + \theta)$، $v(t) = 120\cos(\omega t + \theta)$.

5. حدِّد، في مستوى الزمن، التيارات الحقيقية المعطاة بالأشعة الطورية التالية: $j10$ ، $10 + j10$، $10 - j10$. افترض أن تردد التيارات هو $f = \omega/2\pi$.

***الجواب*:** $i(t) = -10\sin\omega t$ ، $14.1\cos(\omega t + 45^\circ)$ ، $14.1\cos(\omega t - 45^\circ)$

6. احسب التيارات اللحظية المعطاة بالأشعة الطورية التالية: $j10$ ، $10 + j10$، $10 - j10$ في اللحظة $t = 1\ \text{ms}$ وعند التردد $\omega = 377\ \text{rad/s}$.

7. مثِّل الجهدين التاليين:

$v_1 = 5\cos(\omega t - 20^\circ)$ و $v_2 = 7\cos(\omega t + 30^\circ)$

بشعاعين طوريين واحسب $v_1 + v_2$.

الجواب: $10\cos(\omega t+9.4^\circ)$.

8. ما مقدار ممانعة الدارة التسلسلية المكوَّنة من مقاومة مقدارها 10 أوم وملف تحريضه يساوي 5 هنري؟

9. وُصِل منبع تيار يساوي $4\cos\omega t$ مع دارة تسلسلية مكوَّنة من مقاومة مقدارها 10 أوم وملف تحريضه يساوي 20 ميلِّي هنري. احسب شعاع الجهد الطوري والجهد في مستوي الزمن على طرفي الدارة عندما تكون قيمة التردد الزاوي 377 راديان في الثانية.

الجواب: $50.1\exp(j\,37.6^\circ)$، $v(t)=50.1\cos(377t+37.6^\circ)$.

10. ما مقدار ممانعة الدارة التفرعية المكوَّنة من مقاومة مقدارها 1 kΩ وملف تحريضه 100 mH عند تردد يساوي 1kHz؟

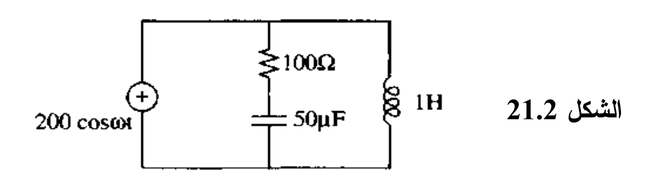
11. ما مقدار ممانعة الدارة المكوَّنة من مقاومة R موصولة تسلسليا مع ملف L ومكثفة C موصولين تفرعياً؟ افترض تردداً زاوياً مقداره ω.

الجواب: $Z=R+j\omega L/(1-\omega^2LC)$.

12. ارسم مخطط الأشعة الطورية لكافة الجهود في الدارة المبينة في الشكل 2.2–أ. افترض أن $\omega=100\,\text{rad/s}$ و $L=1\text{H}$ و $C=50\,\mu\text{F}$ و $R=100\,\Omega$، وأن جهد المنبع معطى بـــ $v=200\cos\omega t$. هل هذه الدارة تحريضية أم سعوية عند التردد المفترض؟

13. استعمل تحليل أشعة الطور لحساب الجهد $v_R(t)$ في مستوي الزمن بين طرفي المقاومة في الشكل 21.2. افترض أن $\omega=1000\,\text{rad/s}$.

الجواب: $v_R=196.1\cos(1000t+11.3^\circ)$.



الشكل 21.2

14. استعمل تحليل الحلقات وطريقة الشعاع الطوري لإيجاد شعاع طور تيار الملف وصيغته في مستوى الزمن، وذلك للدارة ذات الحلقتين المبيَّنة في الشكل 21.2.

15. بادِلْ موقعَي الملف والمكثفة في الشكل 5.2–أ ثم أوجد شعاع طور تيار المقاومة.

الجواب: $I_{\mathrm{R}} = 0.5 + j\,0.5$.

16. على غرار تقدير الممانعة والمقاومة والردِّية بالأوم (Ω)، تُقدَّر القبولية والناقلية والمطاوعة بالسيمنس (S). احسب القبولية والناقلية و المطاوعة لمقاومة مقدارها 100 أوم موصولة تسلسلياً مع مكثفة سعتها 10 مكرو فاراد عند تردد زاوي يساوي 1000 راديان في الثانية.

17. يُري الشكل 6.2–أ مرشح تمرير ترددات منخفضة. بافتراض أن تردد القطع يساوي 400 هرتس، (أ) حسب R إذا كانت $C = 0.5\,\mu\mathrm{F}$، (ب) واحسب ربح الجهد عند التردد 600 هرتس.

الجواب: (أ) 795.8 أوم. (ب) 0.55.

18. احسب تردد نصف الاستطاعة (بالهرتس) لمرشح تمرير الترددات العالية المبيَّن في الشكل 7.2–أ بافتراض أن $C = 1\,\mu\mathrm{F}$ و $R = 10\,\mathrm{k}\Omega$.

19. يُري الشكل 7.2–أ مرشح تمرير ترددات عالية. بافتراض أن تردد القطع يساوي 400 هرتس، (أ) احسب C إذا كانت $R = 1\Omega$. (ب) هل هذه دارة تأخير أم تسبيق طوري؟ (ت) ما مقدار ربح الاستطاعة بالديسيبل عند $200\,\mathrm{Hz}$ ؟

الجواب: (أ) 0.398 مكرو فاراد، (ب) دارة تسبيق طوري، (ت) $-6.99\,\mathrm{dB}$.

20. تُستعمل دارة طنين تسلسلية لتوليف محطة إذاعة تعمل في حزمة ترددات التعديل المطالي. فإذا أردنا استقبال محطة تبث التردد 870 كيلو هرتس، وكان تحريض الملف الثابت يساوي 20 مكرو هنري، فما مقدار سعة المكثفة المتغيرة اللازمة لذلك؟

21. صمِّم دارة طنين تسلسلية توصَل تفرعياً مع دارة استقبال بغية حذف تردد تشويش يساوي 52 ميغا هرتس. حدِّد تحريض الملف اللازم إذا توفَّرت لك مكثفة سعتها 10 بيكو فاراد.

الجواب: $0.94\mu\text{H}$.

22. يساوي الجهد المطبَّق على دارة طنين تسلسلية مشابهة لتلك المبينة في الشكل 2.2–أ 1 فولط:

(أ) حدِّد الجهود على طرفي كلٍّ من الملف والمكثفة والمقاومة عند الطنين. استعمل القيم التالية: $R = 0.1\Omega$، و $L = 0.1\text{mH}$، و $C = 0.01\mu\text{F}$، واحسب أولا تردد الطنين.

(ب) اشرح كيف يمكن لــ V_L و V_C أن يكونا أكبر من 1 فولط.

الجواب: $V_\text{L} = j\,1000\,\text{V}$، $V_\text{C} = -j1000\,\text{V}$، و $V_\text{R} = 1\text{V}$.

23. أعِدْ حل المسألة 22 بعد تغيير قيمة R لتصبح 10 أوم. ماذا تستنتج من مقارنة الجوابين؟

24. احسب الاستطاعة التي يُعطيها مولِّد الجهد للدارة الطنينية في المسألة 22.

الجواب: $10\cos^2\omega_0 t\ \text{W}$.

25. تساوي عناصر دارة الطنين التفرعية المبيَّنة في الشكل 13.2 ما يلي: $R = 5\Omega$، $L = 1\text{mH}$، و $C = 100\,\text{pF}$.

(أ) احسب تردد طنين الدارة وعامل الجودة فيها وعرض حزمتها الترددية.

(ب) إذا أردنا مضاعفة عرض الحزمة، فما هي التغييرات الواجب إدخالها في الدارة لتحقيق ذلك؟

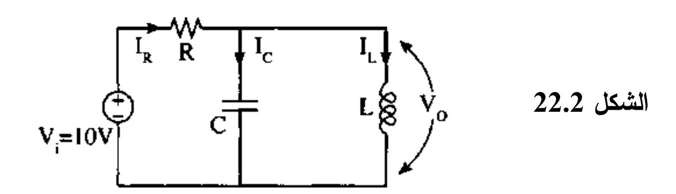
26. فيما يخص النطاق الترددي من 88 حتى 108 ميغا هرتس، الذي تعمل ضمنه محطات إذاعة التعديل الترددي، يجب أن تكون الفواصل الترددية بين الترددات التي تبثها تلك المحطات 0.20 ميغا هرتس. ولدرء التداخل، يجب أن تبث المحطات حزمة عرضها أقل من ذلك. بافتراض أن محطة

تبث حزمة عرضها 70 كيلو هرتس عند تردد حامل يساوي 100 ميغا هرتس، احسب عامل الجودة في دارة الاستقبال.

الجواب: 1429.

27. تُستعمل دارات الطنين التفرعية لانتقاء الترددات بسبب اتخاذ الجهد والممانعة قيمتيهما العظميَيْن عند الطنين. احسب ممانعة الدارة الطنينية المعطاة في المسألة 25.

28. احسب V_o/V_i عند جميع الترددات في دارة الطنين التفرعية المبيَّنة في الشكل 22.2. ***الجواب***: $j\omega L \big/ \left[R(1-\omega^2 LC) + j\omega L \right]$.



الشكل 22.2

29. في دارة الطنين التفرعية المبيَّنة في الشكل 22.2:

(أ) أوجد تردد الطنين ω_0.

(ب) أوجد V_o/V_i عند الطنين، وبيِّن أن جهد الخرج V_o (V_L أو V_C) يرتفع ليصبح مساوياً لجهد الدخل V_i عند تردد الطنين.

30. في دارة الطنين التفرعية المبيَّنة في الشكل 22.2:

(أ) أوجد I_R و I_C و I_L عند الطنين.

(ب) ماذا يساوي تيار المنبع وممانعة الدارة (V/I_R) عند الطنين؟

الجواب: (أ) $I_R = 0$، $I_C = j\,\omega_0 C V_i$، $I_L = -j\,\omega_0 C V_i$.

(ب) $I_i = 0$، و $Z_i = \infty$.

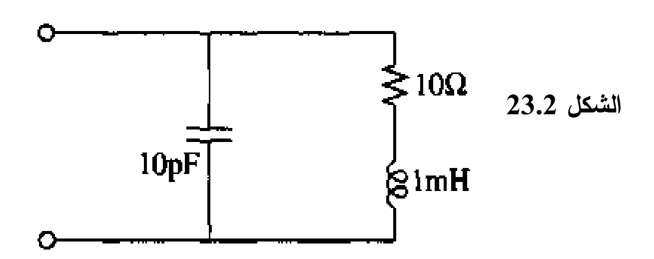
31. بافتراض أن $V_i = 10\,\text{V}$، و $R = 5\,\text{k}\Omega$، و $C = 100\,\text{pF}$ ، و $L = 10\,\mu H$ في الشكل 22.2:

(أ) احسب تردد الطنين ω_0.

(ب) احسب I_R عند $\omega = 2.83 \cdot 10^7$ rad/s .

32. احسب تردد الطنين وعامل الجودة وعرض الحزمة لدارة الطنين المبيَّنة في الشكل 23.2.

الجواب: 1.59 ميغا هرتس، 1000، 1.59 كيلو هرتس.



الشكل 23.2

33. في المثال 5.2 الذي يَستعمل دارة طنين تفرعية من حيث المبدأ، أُجريت حسابات Q اعتماد على العبارة $Q = \omega L/R$ الخاصة بدارة الطنين التسلسلية. انطلاقاً من عبارة عامل الجودة في دارة الطنين التفرعية المبينة في الشكل 12.2–أ، وهي $Q = R / \omega L$، أثبتْ أن من السليم استعمال $\omega L/R$ لحساب Q في دارة الطنين المعطاة في الشكل 13.2.

34. في الدارة المبيَّنة في الشكل 23.2:

(أ) احسب الممانعة عند الطنين.

(ب) احسب الجهد على طرفي الدارة عند الطنين عندما يمر تيار شدته 1 مكرو أمبير في الدارة.

(ت) احسب تيار المكثفة عند الطنين.

الجواب: (أ) 10 ميغا أوم. (ب) 10 فولط. (ت) 1 ميلِّي أمبير.

35. احسب الاستطاعة المبدَّدة في خط النقل في الشكل 15.2 باستعمال عبارة الاستطاعة المعطاة بالمعادلة 36.2.

36. هل يمكن للاستطاعة اللحظية التي تقدِّمها وحدة التغذية في المثال 5.2 أن تكون سالبة؟ وإذا كان الجواب نعم، فما المدة التي يحصل بها ذلك، مقدَّرة

بالدرجات، من كل دورة مدتها 360 درجة؟

الجواب: 64 درجة. مساعدة: راجع الأشكال 4.1، و 5.1 و 7.1.

37. في الدارة التسلسلية المبينة في الشكل 2.2–أ، افترض أن V_{rms} للمنبع يساوي 120 فولط مع تردد يساوي 60 هرتس، وأن $R = 20\Omega$ و $L = 2\text{H}$ و $C = 2\mu\text{F}$:

(أ) احسب الاستطاعة الوسطى التي يُعطيها المنبع.

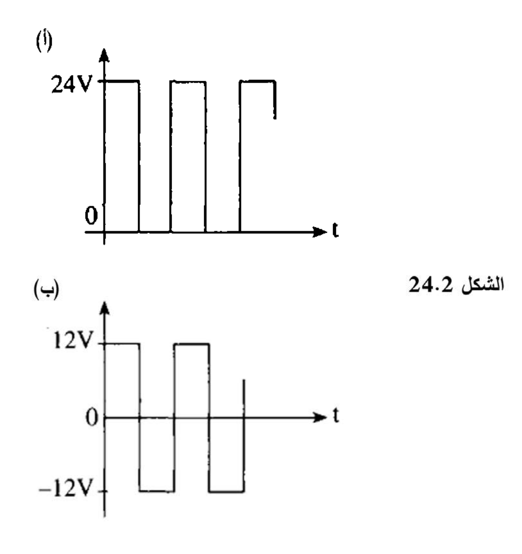
(ب) احسب عامل الاستطاعة.

38. (أ) يُري الشكل 24.2–أ موجة مربعة. احسب V_{rms} لهذه الموجة.

(ب) بافتراض أنه قد جرى تمرير هذه الموجة عبر مكثفة تسلسلية تمنع مركِّبتها المستمرة من المرور، وتجعلها تبدو كتلك المبيَّنة في الشكل 24.2–ب، احسب V_{rms} لهذه الموجة الجديدة.

(ت) بافتراض أنه قد جرى تقويم الموجة المبيَّنة في الشكل 24.2–ب بحيث يتبقى الجهد الموجب فقط، احسب V_{rms} للموجة المقوَّمة.

الجواب: (أ) 16.97 فولط. (ب) 12 فولط. (ت) 8.49 فولط.



الشكل 24.2

39. يوضع ملف، ممانعته تحريضية صِرفة وتساوي 10 أوم، على طرفي مولد

جهد متناوب قيمة جهده الفعالة تساوي 220 فولط. ما مقدار الحمل المقاومي الذي يمكن وضعه تفرعياً مع الملف إذا كانت القيمة الفعالة لشدة التيار المسموح به في الدارة تساوي 40 أمبير؟

40. وُصِل محرك إلى منبعٍ قيمة جهده الفعالة تساوي 120 فولط، وتردده يساوي 60 هرتس. وتساوي استطاعة المحرك 2 كيلو فولط أمبير ويعمل بعامل استطاعة يساوي 0.8:

(أ) احسب الاستطاعة الظاهرية والاستطاعة الحقيقية.

(ب) ما شدة التيار المار في المحرّك؟

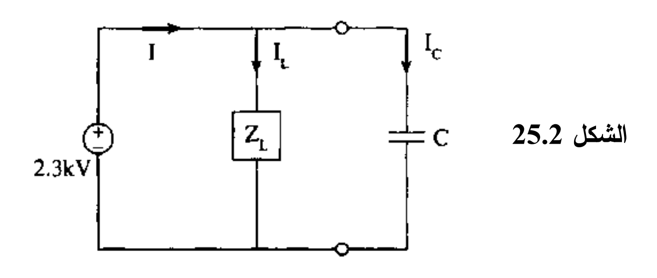
(ت) احسب مقاومة المحرك R وتحريضه L.

الجواب: 2000 VA، 1600 W، 16.67 A، 5.76Ω، 0.11 H.

41. ثمة رغبة في تشغيل المحرك المذكور في المسألة السابقة بعامل استطاعة يساوي 1. ولتحقيق ذلك توضع مكثفة C تفرعياً معه فتنتُج دارة كتلك المبيَّنة في الشكل 13.2. احسب قيمة C.

42. يستهلك الحمل Z_L المبيَّن في الشكل 25.2 استطاعة مقدارها 27 كيلو واط عند عامل استطاعة يساوي 0.75. ويساوي الجهد على طرفي الحمل 2.3 كيلو فولط بتردد يساوي 60 هرتس. ما سعة المكثفة التي يجب استعمالها لجعل عامل الاستطاعة يأخذ القيمة المفضلة 0.93؟

الجواب: 6.6 مكرو فاراد.



الشكل 25.2

43. يمكن تمثيل محرك بمقاومة R وملف L موصولين تسلسلياً. بافتراض أن

عامل استطاعة هذا المحرك يساوي 0.866 عند التردد 60 هرتس، فما مقدار عامل الاستطاعة عند التردد 440 هرتس؟

44. صمِّم محوِّلاً يُعطي جهداً في خرج الملف الثانوي يساوي 12 فولط وتياراً شدته 5 أمبير عندما يوصَل الملف الابتدائي مع منبع جهده يساوي 120 فولط، وتردده يساوي 60 هرتس. حدِّد عدد لفات الملفين الابتدائي والثانوي بافتراض أن مساحة المقطع العرضاني للنواة تساوي $2\,cm^2$، وأن السيالة المغنطيسية فيها يجب ألاّ تتجاوز 0.5 تسلا.

الجواب: 4505، 451.

45. بافتراض أن الحمل في المسألة السابقة مقاومي ويساوي 2.4 أوم، فما مقدار الاستطاعة المقدَّمة له؟

46. تساوي كثافة السيالة العظمى 1.5 تسلا في محول يعمل بتردد يساوي 60 هرتس. ما مساحة المقطع العرضاني للنواة الضرورية لتوليد 2 فولط للفة الواحدة من الملف؟

الجواب: $50\,cm^2$.

47. يُستعمل في مضخِّمات الترددات الصوتية دارة ربط بين مرحلة التضخيم النهائية والمجهار بغية تحقيق توافق الممانعات، وفي نفس الوقت لمنع مركِّبة التيار المستمر من المرور من المرحلة الأخيرة إلى وشيعة المجهار. وثمة رغبة في وصل مجهار مقاومته تساوي 8 أوم مع مضخِّم مقاومة خرجه تساوي 8000 أوم. احسب نسبة عدد لفات محوِّل الخرج الذي يمثِّل دارة الربط.

48. يُوصل جرس باب مع محوِّل ملفه الابتدائي مكوَّن من 3000 لفة وموصول مع جهد متناوب يساوي 120 فولط. بافتراض أن الجرس يحتاج إلى تيار شدته $0.2\,A$ مع جهد قيمته $10\,V$، احسب عدد لفات الملف الثانوي والتيار الذي يمر في الملف الابتدائي.

الجواب: 250، $16.7\,mA$.

الفصل الثالث

تطبيقات الدَّيود

Diode Applications

1.3 تقديم Introduction

الدَّيود diode هو أول عنصر لاخطي نواجهه في هذا الكتاب. تذكَّر أن المقاومة والملف والمكثفة هي عناصر خطية، أي إن مضاعفة الجهد المطبَّق على العنصر تؤدي إلى مضاعفة التيار المار فيه وفقاً لقانون أوم. أما الدَّيود، وهو عنصر ذو نهايتين أو قطبين، فهو أقرب إلى مبدال الفصل والوصل. فعندما يكون في حالة وصل، يعمل كدارة القصَر ويمرِّر التيار. وعندما يكون في حالة الفصل، يعمل كالدارة المفتوحة ولا يسمح لأي تيار بالمرور. ونهايتا الدَّيود مختلفتان، وإحداهما موسومة بإشارة +، والثانية موسومة بإشارة −. وإذا كانت قطبية الجهد المطبَّق على الدَّيود مطابقة لقطبيته (التي تسمى الانحياز الأمامي forward bias)، انتقل إلى حالة الوصل وأدى وظيفة دارة القصَر (محاكياً بذلك مبدالاً بوضعية الوصل). وعندما تكون قطبية الجهد مخالفة، (انحياز عكسي)، يكون الدَّيود فاصلاً. ثمة مثال جيد آخر للدَّيود هو صمام الماء الوحيد الاتجاه (صمام عدم الرجوع) الذي يسمح للماء في الأنبوب بالتدفق باتجاه معين، ويمنعه من التدفق بالاتجاه الآخر. إن تفسير هذا السلوك العجيب للدَّيود يتطلب بعض فيزياء الحالة الصلبة التي سوف نتطرَّق إليها في الفصل القادم. أما في هذا الفصل فسوف نستقصي تطبيقات الدَّيود العملية.

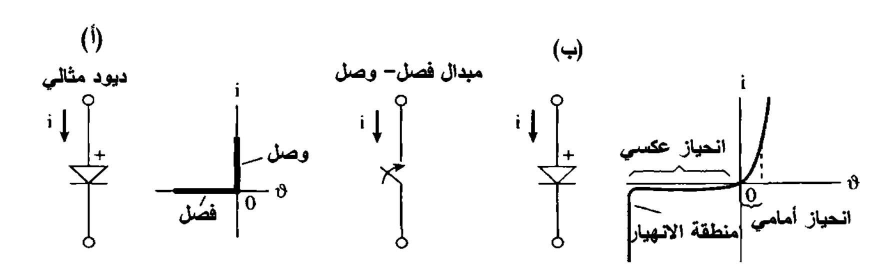
يُسمى الدَّيود أيضاً مقوِّماً rectifier. على سبيل المثال، إذا وُضِع دَيود تسلسلياً في دارة يمر فيها تيار متناوب، أدى ذلك إلى مرور التيار باتجاه واحد فقط

يتحدَّد بالانحياز الأمامي. وبذلك يكون التيار قد قُوِّم. لذا ربما كان أوسع استعمال للدَّيودات في وحدات التغذية حيث يُغيِّر جهد الشبكة الكهربائية العامة المتناوب ليصبح جهداً مستمراً.

2.3 التقويم Rectification

1.2.3 الدَّيود المثالي والدَّيود العملي Ideal and practical diodes

يُري الشكل 1.3–أ خصائص الجهد والتيار لدَيود مثالي، وهي أيضاً جزء من خواص مبدال الفصل والوصل. وسوف نستعمل هذه الخصائص بوصفها تقريباً لخصائص الدَّيود الواقعي المبيَّنة في الشكل 1.3–ب الخاصة بالدَّيود المعروف IN4002 المستعمل في وحدات التغذية الصغيرة.



الشكل 1.3: (أ) رمز الدَّيود المثالي واتجاه تدفق التيار فيه. تُحاكي حالتي الوصل والفصل في الدَّيود حالتي مبدال الفصل والصل. (ب) دَيود واقعي مع خصائص الجهد والتيار فيه.

يُري الشكل 1.3–ب خصائص التيار والجهد للدَّيود *IN4002. لاحظ أنه برغم أن الدَّيود المثالي يمكن أن يكون تقريباً جيداً للدَّيود العملي* عموماً، فإن ثمة فوارق هامة بينهما تتصل بمجال عمل الدَّيود العملي، وتمكِّن من وضع نموذج أكثر دقة من الدَّيود المثالي. وأكثر تلك الفوارق جلاء هي:

(أ) في حالة الانحياز الأمامي، ثمة حاجة إلى تطبيق جهد أمامي معين يساوي تقريباً 0.7 فولط كي يُصبح الدَّيود العملي ناقلاً. ويبقى هبوط الجهد هذا قائماً ما دام الدَّيود في حالة وصل.

(ب) يتحدَّد التيار الأمامي الأعظمي بمقدرة الدَّيود على تبديد الحرارة. على سبيل المثال، يساوي التيار الأمامي الأعظمي $1000\,\text{mA} = 1\text{A}$ للدَّيود IN4002.

(ت) يمر في الدَّيود تيار عكسي ضئيل جداً في حالة الفصل، وهو عديم الأهمية في الدارات العملية لأن قيمته من رتبة النانو أمبير (لاحظ سلَّميْ المقاسات المختلفين في الشكل 1.3–ب للتيارين الأمامي والعكسي).

(ث) ثمة قيمة عظمى للجهد العكسي الذي يُطبَّق على الدَّيود لا يجوز تجاوزها. إذا تجاوز الجهد العكسي القيمة العظمى تلك انهار الدَّيود وتحوَّل إلى دارة قصَر، ومرَّ فيه تيار عكسي كبير مؤدياً إلى احتراقه. فيما يخص الدَّيود IN4002، يساوي جهد الانهيار العكسي 100 فولط. إذا كانت في الدارة ثمة فرصة لتجاوز جهد الإنهيار، وجب استخدام دَيود ذي جهد انهيار عكسي أكبر.

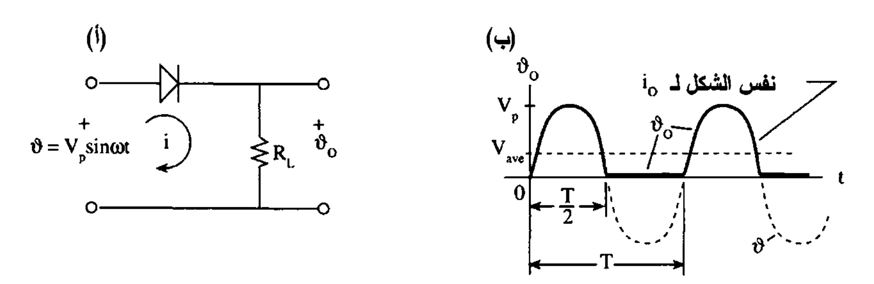
2.2.3 مقوِّم نصف الموجة Half-wave rectifier

إذا وُصِل دَيود ومقاومة حمل تسلسلياً مع منبع جهد متناوب وفق المبيَّن في الشكل 2.3–أ، هبط على المقاومة جهد يساوي $v_0 = i_0 R_{\text{L}}$، ومر فيها تيار i_0، وفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 2.3–ب (بافتراض أن الدَّيود مثالي، أي بإهمال هبوط الجهد 0.7 فولط في حالة الوصل، وأنه يمثِّل دارة مفتوحة في حالة الفصل). من الواضح أن التيار ذو طبيعة نبضية، لكنه تيار مستمر. لاحظ أن عبارة الجهد المستمر يمكن أن تعني جهداً ثابتاً (جهد بطارية مثلاً) أو جهداً متغيِّراً ذا قطبية ثابتة. إذن، تحوِّل الدارة المبيَّنة في الشكل 2.3–أ الجهد المتناوب إلى جهد مستمر. فإذا استطعنا تنعيم الجهد النبضي المستمر ، حصلنا على جهد مستمر ثابت قيمته الوسطى تساوي:

$$V_{\text{ave}} = V_{\text{DC}} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V_p \sin \omega t \, dt = \frac{V_p}{\pi} \qquad (1.3)$$

$V_p \sin \omega t$ هو الجهد المطبق v، و $T = 1/f$ هو دور الموجة الجيبية،

و $\omega = 2\pi f$. إذن، عندما يُطبَّق على الدخل جهد متناوب قيمته الفعالة تساوي 120 فولط، ينتُج في الخرج جهد مستمر قيمته الوسطى $120\sqrt{2}/\pi$ أو 54 فولط، ويمر في مقاومة الحمل تيار مستمر قيمته الوسطى $I_{\rm DC} = V_p/\pi R_{\rm L}$.



الشكل 2.3: (أ) دارة تقويم نصف موجة. (ب) الجهد النبضي المستمر v_o المطبَّق على مقاومة الحمل $\mathbf{R_L}$.

المثال 1.3

يساوي جهد دخل دارة تقويم نصف الموجة المبيَّنة في الشكل 2.3–أ 120 فولط متناوباً. بافتراض أن مقاومة الدَّيود $R_{\rm d} = 20\,\Omega$ في أثناء الوصل، وأن مقاومة الحمل $R_{\rm L} = 1000\,\Omega$، حدِّد قيم تيار الحمل العظمى والمستمرة والفعالة، واحسب الاستطاعة المتبدِّدة في الحمل والدَّيود.

تساوي قيمة تيار الحمل العظمى:

$$I_p = V_p/(R_{\rm L} + R_{\rm d}) = 120\sqrt{2}/(1000 + 20) = 0.166\,{\rm A}$$

ووفقاً للمعادلة 1.3، يساوي التيار المستمر:

$$I_{\rm DC} = I_p/\pi = 0.053\,{\rm A}$$

ووفقاً للمعادلة 41.2، تساوي القيمة الفعالة للتيار:

$$I_{\rm eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/2} i^2\,dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/2} (I_p \sin \omega t)^2\,dt} = I_p/2 = 0.083\,{\rm A}$$

وتساوي الاستطاعة الكلية الداخلة إلى الدارة $P_{\rm t} = P_{\rm L} + P_{\rm d}$. وتساوي

الاستطاعة المبدَّدة في الحمل $P_L = I_{eff}^2 R_L = 0.083^2 \cdot 1000 = 6.92\,W$، وتساوي تلك المبدَّدة في الدَّيود $P_d = I_{eff}^2 R_d = 0.14\,W$. ولذا تساوي الاستطاعة الكلية التي يقدِّمها المنبع 7.06 واط.

لاحظ أننا أهملنا في الحسابات السابقة الجهد 0.7 فولط الهابط على الدَّيود في أثناء طور تمرير التيار. ولاحظ أيضاً أن قيمة ذروة الجهد العكسي المطبَّق على الدَّيود في طور الفصل تساوي $120\sqrt{2} = 170\,V$، وعلى الدَّيود أن يتحمَّلها.

3.2.3 تقويم الموجة الكاملة Full-wave rectifier

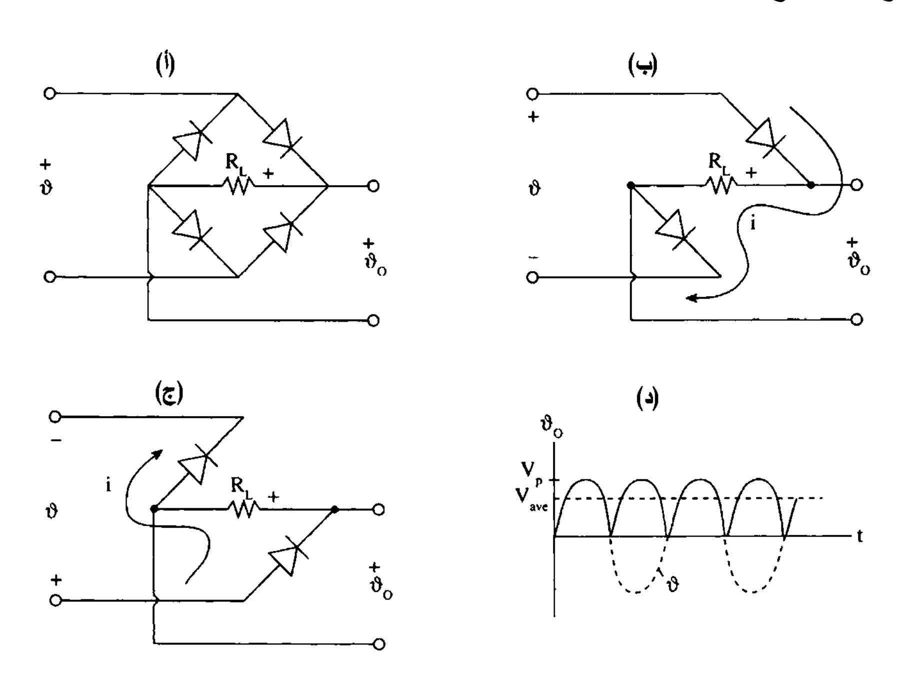
مكَّننا مقوم نصف الموجة من استعمال نصف موجة الدخل. إلا أن ثمة تركيباً يمكِّن من استعمال الموجة كلها، هو مقوِّم الموجة الكاملة المبيَّن في الشكل 3.3–أ. يتدفق التيار في مقاومة الحمل بنفس الاتجاه، لكلتا قطبيتي جهد الدخل. ويتحقَّق ذلك باستعمال دَيودين منحازين أمامياً وموصولين تسلسلياً مع المقاومة في أي لحظة، وفقاً للمبيَّن في الشكلين 3.3–ب و ج. في الشكل 3.3–ب، تجعل قطبية جهد الطرف العلوي من الدارة موجباً، ولذا يكون الدَّيودان المبيَّنان في حالة انحياز أمامي ووصل. وعندما تنعكس قطبية جهد الدخل، يُصبح الطرف السفلي موجباً، ويعمل الدَّيودان الآخران، ويتوقف الأوَّلان عن النقل، وفقاً للمبيَّن في الشكل 3.3–ج. والنتيجة هي أن التيار يمر في R_L في نفس الاتجاه في كل الأوقات وفقاً للمبيَّن في الشكل 3.3–د. تجب الإشارة إلى أن ثمة دَيودين في أي لحظة موصولان تسلسلياً مع الحمل في مقوِّم الموجة الكاملة، وهذا يعني أن ثمة هبوطَ جهد عليهما معاً يساوي 1.4 فولط. ويمكن لهذا الجهد أن يكون كبيراً مقارنة بجهد الخرج v_0 حين تصميم وحدة تغذية منخفضة الجهد، ولذا يجب أخذه في الحسبان حين تحديد جهد الدخل.

يُعطى الجهد الوسطي في خرج مقوِّم الموجة الكاملة بـــ:

$$V_{ave} = V_{DC} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_p \sin\omega t \, dt = \frac{2V_p}{\pi} \qquad (3.2)$$

فإذا كان جهد الدخل متناوباً بقيمة فعالة تساوي 120 فولط، أمكن لمقوِّم

الموجة الكاملة أن يُعطي في خرجه ضعف ما يعطيه مقوِّم نصف الموجة، أي 108 فولط مستمر.



الشكل 3.3: (أ) جسر تقويم موجة كاملة. (ب، ج) مسار الناقلية حينما تكون القطبية وفقاً لما هو مبيَّن. (د) جهد خرج مقوِّم الموجة الكاملة v_0.

4.2.3 مرشِّحات المقوِّمات Rectifier filters

ليست الموجات النبضية الناجمة عن التقويم مفيدة كثيراً، إلا أنه يمكن تنعيمها لتكوين تيار مستمر مثالي تقريباً. ولتحقيق ذلك يمكننا استغلال خواص عطالة المكثفات والملفات. تذكَّر أن المكثفة تُنعِّم الجهد المطبّق على طرفيها، وأن الملف يُنعِّم التيار المار فيه.

الطريقة الأخرى للنظر إلى المقوِّمات هي التالية: يحتوي الجهد النبضي الناجم عن التقويم على مركِّبات عالية التردد، إضافة إلى مركِّبة الجهد المستمر. ولذا يمكن لمرشح تمرير ترددات منخفضة أن يُمرِّر التيار المستمر، ويحدَّ من مرور الترددات العالية. وأبسط مرشح لتمرير الترددات المنخفضة (يبين الشكل

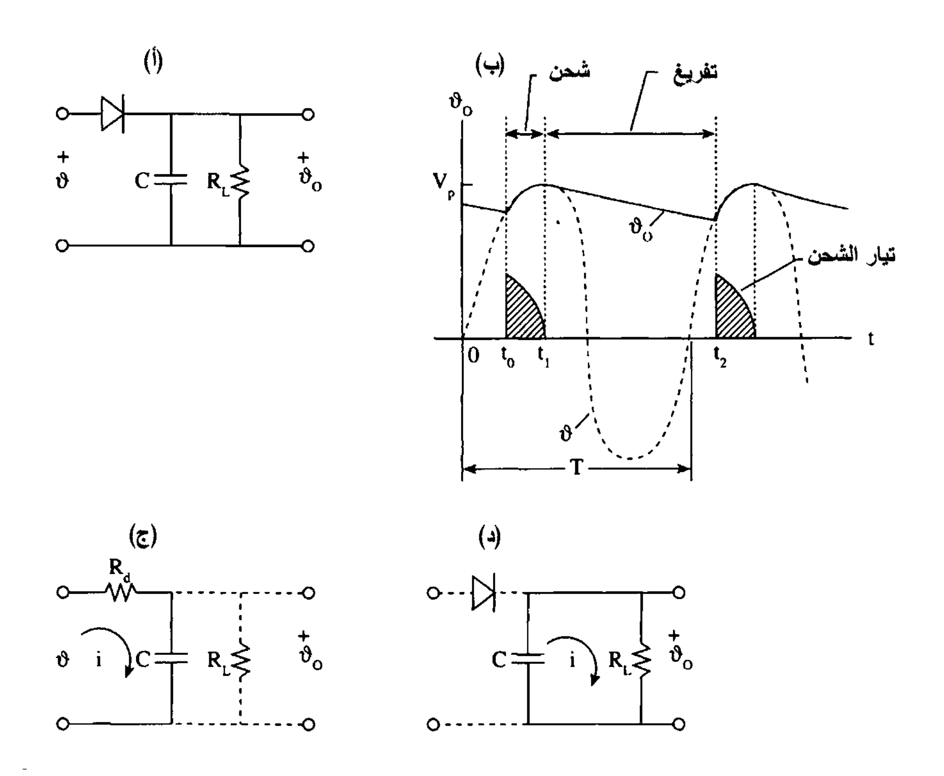
6.2 مرشح RC) هو مكثفة موصولة تفرعياً مع مقاومة الحمل وفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 4.3–أ. يتصف جهد المكثفة المبيَّن في الشكل 4.3–ب، وهو جهد الخرج، بأنه أنعم كثيراً من الموجة النبضية الناتجة في خرج مقوِّم نصف الموجة. ومن المفيد أن نتحرَّى كيفية حدوث ذلك. فمن حيث المبدأ، تخزن المكثفة طاقة تتخامد أسِّياً في أثناء دور التفريغ، أي عندما تقدِّم طاقة إلى مقاومة الحمل. وتتجدَّد طاقة المكثفة دورياً في أثناء طور الشحن، أي عندما يكون الدَّيود في حالة وصل. إن الأمر مشابه للحفاظ على تدفق مستقر للجعة من صنبور مثبَّت في أسفل برميل مفتوح. ففي أثناء نقصان مستوى الجعة في البرميل، يمكن لسكب سطل منها دورياً فيه أن يحافظ على تدفقها المستقر من الصنبور.

يُبيِّن الشكل 4.3–ج الدارة المكافئة في طور الشحن. يتدفق تيار الدَّيود i_{d} في أثناء المدة $t_1 - t_0$ ويتفرَّع ليعطي تيار شحن المكثفة $i_{\mathrm{C}} = C\, dv_0/dt$ إضافة إلى تيار الحمل $i_{\mathrm{L}} = v_0/R_{\mathrm{L}}$. تمثِّل R_{d} مقاومة الدَّيود في طور النقل (تقع قيمتها بين جزء من الأوم وبضعة الأومات)، وهذا يُعطي ثابتاً زمنياً صغيراً $R_d C$ يؤدي إلى شحن المكثفة بسرعة، ولذا يمكن لجهد المكثفة v_0 أن يَتبَع بسهولة جهد الدخل الجيبي. إذن، يتزايد v_0 حتى V_p الذي يمثِّل مطال جهد الدخل $v = V_p \sin \omega t$. وبعدئذ، عندما يتناقص v ويبقى v_0 قريباً من V_p، يُصبح انحياز الدَّيود عكسياً، وينتقل إلى حالة الفصل.

يُبيِّن الشكل 4.3–د طور التفريغ. ففي أثناء المدة $t_2 - t_1$، يكون الدَّيود في حالة فصل ويقطع جهد الدخل عن المكثفة. وتُترك المكثفة وحدها لتغذِّي مقاومة الحمل وتتفرَّغ بثابت زمني يساوي $R_{\mathrm{L}}C$. ونظراً إلى أن مقاومة الحمل تكون عادة أكبر كثيراً من R_{d}، يكون الثابت الزمني $R_{\mathrm{L}}C$ أكبر كثيراً من $R_d C$، ويكون الانخفاض الأسِّي لجهد المكثفة عن V_p ضئيلاً.

تُصمَّم المرشِّحات العملية عادة بحيث يكون انخفاض الجهد في أثناء التفريغ صغيراً جداً. فإذا تحقَّق ذلك، أمكن تقريب جهد الخرج بـــ:

$$v_0 = V_{\mathrm{DC}} \cong V_p \qquad (3.3)$$



الشكل 4.3: (أ) مكثفة تفرعية مع مقاومة الحمل لتنعيم الجهد النبضي المستمر. (ب) الجهد المنعَّم. (ج) الدارة في أثناء الشحن، و(د) في أثناء التفريغ.

وأمكن تقريب تيار الحمل بـــ: $I_L = I_{DC} = V_p / R_L$. وبهذا المعنى يكون المقوِّم المستقل مختلفاً تماماً عن المقوِّم مع المرشِّح. فالمقوِّم وحده يمكن أن يُعطي مستوى مستمراً معرَّفاً بالمعادلتين 1.3 و2.3، وهو مستوى أصغر كثيراً من V_p، في حين أن ضمَّ مرشح المكثفة إلى المقوِّم يمكن أن يزيد جهد الخرج المستمر كثيراً حتى قيمة ذروة جهد الدخل تقريباً.

5.2.3 جهد التعرُّجات المتبقية بعد الترشيح

Voltage remaining after filtering

يؤدي مرشح المكثفة دوراً عظيماً في تكوين الجهد المستمر. لكن بعد تنعيم الموجة النبضية وفق المبيَّن في الشكل 4.3–ب، يبقى في جهد الخرج تعرُّجات ذات

جهد ملحوظ سوف نقوم الآن بتحديد مقداره. في أثناء طور التفريغ، يتخامد جهد المكثِّفة أسِّياً ابتداء من V_p. وفي نهاية مدة التفريغ، أي عند $t = t_2$، يساوي جهد المكثفة:

$$v_0 = V_p \, e^{-(t_2 - t_1)/R_L C} \qquad (4.3)$$

تساوي مدة التفريغ دور جهد الدخل T تقريباً (الحديث هنا عن مقوِّم نصف موجة)، ولذا يمكن تقريب $t_2 - t_1$ بـــ T. حينئذ يساوي جهد التعرُّجات v_r الفرق بين V_p وقيمة الجهد في نهاية مدة التفريغ، أي:

$$v_r = \Delta v_0 = V_p - V_p \, e^{-T/R_L C} \cong V_p \frac{T}{R_L C} = \frac{V_p}{f \; R_L C} \qquad (5.3)$$

افترضنا هنا أننا اخترنا ثابتاً زمنياً أكبر كثيراً من دور جهد الدخل، أي $T / R_L C \ll 1$، وهذا يضمن تخامداً ضئيلاً للجهد أثناء التفريغ، ومن ثمَّ جهد تعرُّج صغير. يُضاف إلى ذلك أننا استعملنا التقريب $e^{\Delta} \cong 1 + \Delta$ عندما عندما $\Delta \ll 1$، ودور جهد الدخل وتردده المرتبطين بالعلاقة $T = 1/f$.

يمكن اعتبار الحد الأخير في المعادلة 5.3 معادلة تصميم لمرشحات المكثفة. فهي تنص على أن جهد التعرُّجات يتناسب عكساً مع سعة المكثفة. طبعاً، لا يمكن تغيير المقادير الأخرى في المعادلة 5.3، لأن مطال جهد الدخل V_p وتردده ومقاومة الحمل مقادير ثابتة عملياً. لذا يجب استعمال أكبر سعة ممكنة للمكثفة، لأن ذلك يُعطي أنعم جهد مستمر. ومع ذلك، لا بد من التنبيه إلى أنه في لحظة وصل وحدة التغذية مع جهد الدخل، سوف تمثِّل المكثفة غير المشحونة دارة قصَر يمكن أن تؤدي إلى مرور تيار بدائي كبير في الدَّيود قد يؤدي إلى حرقه. لذا توضع مقاومة صغيرة على التسلسل معه لتحدَّ من التيار الابتدائي وإبقائه ضمن قيم مواصفات الدَّيود.

المثال 2.3

احسب v_0 وجهد التعرُّجات v_r حين وصل مخرج مقوِّم الموجة الكاملة

المبيَّن في الشكل 3.3– د مع حمل ومكثفة ترشيح. أي استعِضْ عن مقوِّم نصف الموجة بمقوِّم موجة كاملة في الشكل 4.3–أ.

يُري الشكل 4.3–ب جهد الخرج v_0 لمقوِّم نصف موجة مع مرشِّح. وفي حالة تقويم الموجة الكاملة، ينعكس الجزء السالب من موجة جهد الدخل إلى الأعلى، وبذلك يصبح شكل موجة جهد دخل المكثفة كذاك المبيَّن في الشكل 3.3–د. أي إن معدل نبضات الجهد المستمر في دخل المرشح يُصبح الآن ضعف معدَّلها في حالة تقويم نصف الموجة، وهذا ما يتيح للمكثفة نصف المدة فقط للتفريغ قبل عودة الدَّيود إلى حالة الوصل وإعادة شحن المكثفة. وينطوي ذلك على أن تمثيل جهد الخرج المستمر بـــ V_p أصبح الآن أكثر دقة منه في حالة تقويم نصف الموجة، لأن مدة التفريغ أصبحت نصف دور جهد الدخل تقريباً، أي إن $t_2 - t_1 \approx T/2$. لذا يُصبح جهد التعرُّجات المعطى بالمعادلة 5.3:

$$v_r = V_p \frac{T}{2R_L C} = \frac{V_p}{2 f R_L C} \qquad (6.3)$$

وهذا جهد يساوي نصف جهد التعرُّجات في حالة تقويم نصف الموجة. يُضاف إلى ذلك أنه إذا استُعمل جهد دخل تردد دخله يساوي 60 هرتس، كان تردد التعرُّجات 60 هرتس في حالة تقويم نصف الموجة، و120 هرتس في حالة تقويم الموجة الكاملة، وهذا تردد أقل رفضاً وأسهل تنعيماً في حالة الحاجة إلى مزيد من الترشيح[1].

قد نرغب في تغذية حمل مقاومته 1 كيلو أوم بجهد مستمر يساوي 170 فولط. بافتراض أن المطلوب هو ألاّ يزيد جهد التعرُّجات على 3 فولط، فإننا بحاجة إلى مكثفة سعتها $C = 170/(3 \cdot 2 \cdot 60 \cdot 1000) = 472 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F} = 472\,\mu\mathrm{F}$، وذلك بافتراض أن جهد الدخل هو جهد متناوب قيمته الفعالة 120 فولط، وتردده 60 هرتس، وأن التقويم هو تقويم موجة كاملة. ويساوي تيار مقاومة الحمل

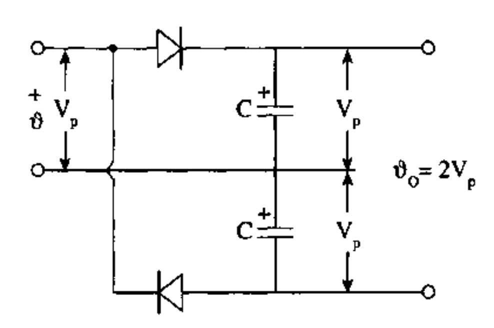
---

[1] لاحظ أن دور خرج مقوِّم الموجة الكاملة يساوي نصف دور الدخل الجيبي. لذا فإن تردد جهد تعرُّجات خرج مقوِّم الموجة الكاملة يساوي ضعف ذاك الناتج في حالة تقويم نصف الموجة الذي يساوي تردد جهد الدخل.

$I_L = I_{DC} = V_p / R_L$. وعندما تكون ثمة حاجة إلى جهود مستمرة أخرى، يُستعمل محوِّل رافع أو خافض للجهد لتقديم الجهد الملائم إلى المقوِّم.

6.2.3 مضاعِف الجهد Voltage doubler

إحدى الطرائق السهلة لمضاعفة جهد مستمر هي استعمال دارة مضاعف الجهد voltage-doubler المبيَّنة في الشكل 5.3. يشحن الدَّيود العلوي المكثفة العليا حتى V_p عندما يكون جهد الدخل موجباً، ويشحن الدَّيود السفلي المكثفة السفلى عندما يكون جهد الدخل سالباً. ونظراً إلى أن قطبيتَي المكثفتين المشحونتين متفقتان في الطور، يساوي جهد الخرج v_0 ضعف مطال جهد الدخل. ويشابه الجهد v_0 من حيث تردد التعرُّجات الجهد الناجم عن تقويم الموجة الكاملة، وذلك بسبب استعمال كلا نصفي موجة جهد الدخل. لذا يساوي تردد تعرُّجاته 120 هرتس إذا كان تردد جهد الدخل 60 هرتس، وتكون المعادلة 6.3 هي المعادلة الملائمة لوصف تلك التعرُّجات. وعلى غرار المقوِّمات التي استقصيناها سابقاً، وحين وصل مقاومة حمل مع الخرج، يمر تيار فيها نتيجة لتفريغ المكثفتين.



الشكل 5.3: يساوي الجهد المستمر في خرج دارة مقوِّم مضاعِف الجهد ضعف مطال جهد الدخل.

3.3 دارات القص والقمْط Clipping and Clamping Circuits

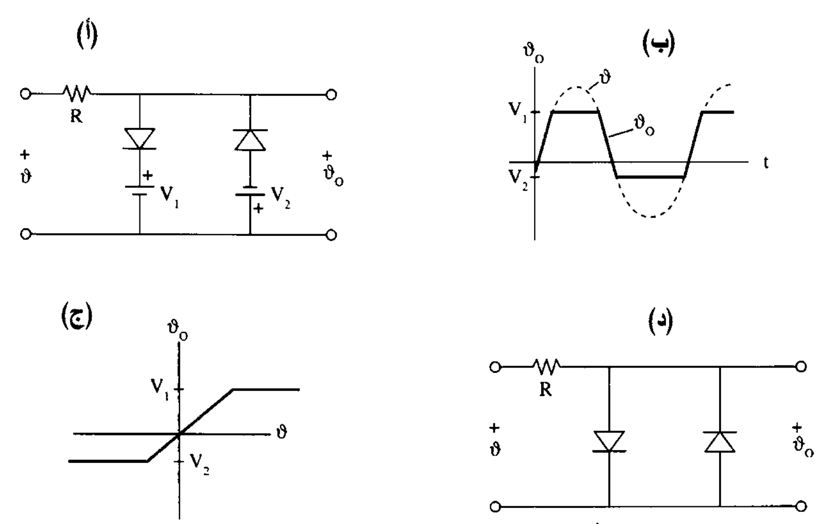
سوف نرى الآن كيف أن الدَّيودات تجعل دارات تشكيل الموجة ممكنة. فأحياناً، قد يكون من المرغوب فيه الحدُّ من مجال الإشارة أو إزالة جزء منها.

1.3.3 القص Clipping

الوظيفة الشائعة لدارة القص clipping circuit هي قص جزء من إشارة الدخل. على سبيل المثال، تقص الدارة المبيَّنة في 6.3–أ موجة إشارة الدخل التي يزيد جهدها على V_1 أو يقل عن $-V_2$. فنظراً إلى أن الدَّيودين منحازان عكسياً بجهدي البطاريتين V_1 و V_2، وعندما يتجاوز جهد الدخل v قيمة V_1، يصبح الدَّيود 1 في حالة وصل ويضع جهد البطارية V_1 في الخرج. ويهبط فرق الجهد $v - V_1$ على المقاومة R. ويحصل الشيء نفسه عندما تصبح إشارة الدخل سالبة. وبذلك يتغيَّر شكل الموجة الجيبية v، ويصبح جهد الخرج المقصوص v_0 كالمبيَّن في الشكل 6.3–ب. وإذا كان V_1 و V_2 أقل كثيراً من مطال جهد الدخل V_p، نتجت موجة تشابه الموجة المربعة. أما خصائص التحويل في هذه الدارة فهي مبيَّنة في الشكل 6.3–ج.

2.3.3 المحدِّدات Limiters

يمكن استعمال دارات القص للحماية من زيادات الجهد الطارئة. على سبيل المثال، يتضح من الشكل 6.3–أ أن دارة القص لا تسمح للجهد v_0 بالازدياد إلى ما فوق $+V_1$ أو الانخفاض إلى ما دون $-V_2$. لذا، وإذا استُبعدت البطاريتان من الشكل 6.3–أ، أصبح جهد الخرج صفراً لأن واحداً من الدَّيودين سوف يكون في حالة وصل في أي لحظة. هذا إذا كان الدَّيودان مثاليين، (انظر الشكل 1.3–أ)، لكننا نعلم أن الدَّيود يتصف بجهد انحياز أمامي يساوي 0.7 فولط يجب أن يتجاوزه الجهد المطبَّق عليه قبل أن يصبح في حالة وصل. لذا فإن دارة القص المبيَّنة في الشكل 6.3–د، يمكن أن تعمل دارة حماية في المراحل الأولى من مضخمات الربح العالي عندما تكون جهود الدخل من رتبة الميلِّي فولط. إن هذه المضخِّمات سهلة التشبُّع، ولذا تحتاج إلى الحماية التي توفِّرها هذه الدارة البسيطة المكوَّنة من دَيودين متعاكسين موصولين تفرعياً يُحدِّدان جهد الخرج بين $\pm 0.7\,\text{V}$.

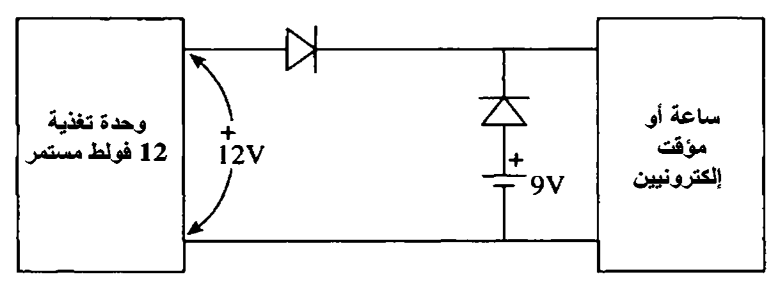


الشكل 6.3: (أ) دارة قص تُحدِّد جهد الدخل بـــ V_1 و V_2. (ب) جهد الخرج المقصوص v_0. (ج) خصائص تحويل v إلى v_0.

ومن الاستعمالات الأخرى لدارات القص تحديد الضجيج. على سبيل المثال، يمكن أن تكون الإشارة المختارة في مستقبِل راديوي عرضة لنبضات ضجيج قوي (شرارة، برق..) تشوِّهها وتُضيف إليها الطقطقة المعهودة. وباختيار جهدَي الانحياز اللذين تعطيهما البطاريتان في الشكل 6.3-أ بحيث يكونا أكبر إلى حدٍّ ما من جهد الإشارة المرغوب فيها، يمكن قص نبضات الضجيج عند ذلك المستوى وتمرير الإشارة الأصلية في نفس الوقت.

المثال 3.3

ارسم منظومة بطارية احتياطية لساعة أو مؤقت إلكترونيين تعمل حين انقطاع التغذية.



الشكل 7.3: منظومة بطارية احتياطية.

لنفترض أنه توجد ضمن الساعة وحدة تغذية تزوِّد الساعة بـــ 12 فولط مستمراً. ونرغب في وصل بطارية جهدها يساوي 9 فولط تلقائياً مع دارة الساعة حين انقطاع الكهرباء. يبيِّن الشكل 7.3 دارة من هذا القبيل. عندما لا تكون الكهرباء مقطوعة، تقدِّم وحدة التغذية 12 فولط إلى الساعة، لأن الدَّيود العلوي يكون في حالة وصل. وحينئذ يساوي جهد الانحياز العكسي المطبَّق على الدَّيود المتسلسل مع البطارية 3 فولط، ولذا يكون هذا الدَّيود في حالة فصل. وحين انقطاع الكهرباء، يصبح جهد خرج وحدة التغذية صفراً، فيُصبح الدَّيود العلوي في حالة انحياز عكسي، ومن ثمَّ في حالة فصل، ويُصبح جهد انحياز الدَّيود المتسلسل مع البطارية أمامياً، فينتقل إلى حالة الوصل وتُغذِّي البطارية الساعة. طبعاً، يُفترض أن جهد البطارية 9 فولط كاف لتشغيل الساعة.

3.3.3 القمْط Clamping

إذا كانت ثمة ضرورة لتغيير قيمة المركِّبة المستمرة لإشارة ما (أي إزاحة الإشارة بأسرها إلى الأعلى أو الأسفل)، أمكن شحن مكثفة حتى القيمة المطلوبة، وحين وصلها تسلسلياً مع منبع الإشارة، تُزيح الإشارة إلى المستوى المرغوب فيه. تسمى هذه الدارة بدارة القمط clamping circuit، ويُري الشكل 8.3–أ مثالاً لها حيث تثبَّت ذروة الإشارة عند 0 فولط. فعندما يكون جهد الدخل $v = V_p \sin \omega t$ موجباً، يكون الدَّيود في حالة وصل فيشحن المكثفة بسرعة حتى قيمة الذروة V_p في أثناء ازدياد جهد الدخل. ويتصف ثابت الدارة الزمني RC الآن بأنه صغير جداً (المقاومة R الوحيدة هي مقاومة الدَّيود ذي الانحياز الأمامي وهي أقل من 1 أوم عادة). لذا يزداد جهد المكثفة بسرعة مع جهد الدخل حتى يصبح مساوياً V_p. ثم ينخفض جهد الدخل جيبياً عن V_p، فيصبح انحياز الدَّيود عكسياً، وينتقل إلى حالة الفصل. ويبقى جهد المكثفة عند V_p لأن الدَّيود الفاصل يمنع المكثفة من التفريغ. ويكون جهد الخرج الآن جهد المكثفة الثابت متسلسلاً مع جهد المنبع، أي:

$$v_0 = -V_p + V_p \sin \omega t = V_p (\sin \omega t - 1) \qquad (7.3)$$

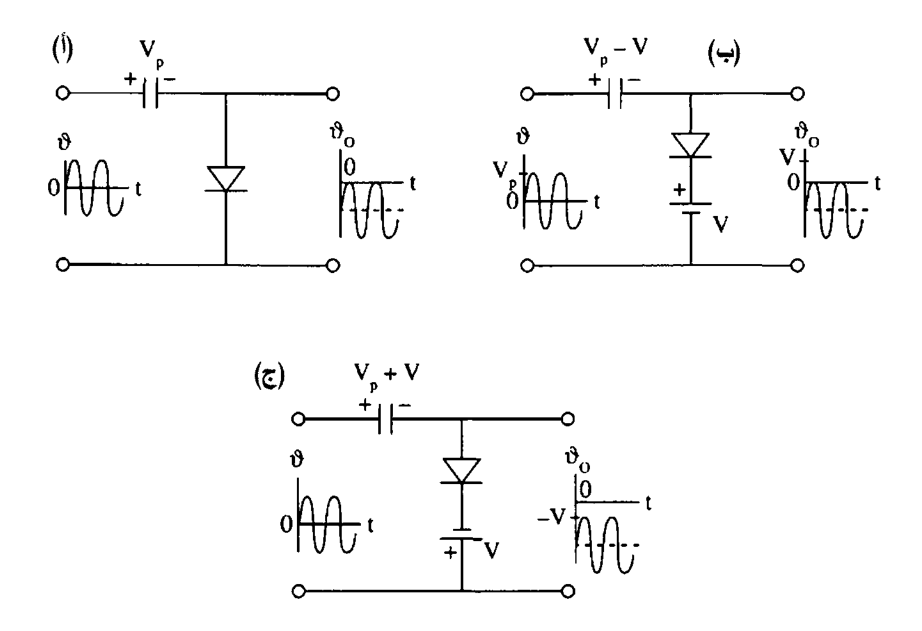
وعادة تكون مقاومة الحمل الموصول مع الخرج كبيرة بحيث يكون تفريغ المكثفة مهملا. وإذا حصل بعض التفريغ، انشحنت المكثفة ثانية في الدور التالي لجهد الدخل.

يُري الشكلان 8.3–ب و ج دارتين تثبتّان أعلى إشارة الدخل عند جهدي البطاريتين $+V$ و $-V$. ففي حالة الشكل 8.3–ب، يعطى جهد الخرج بـــ:

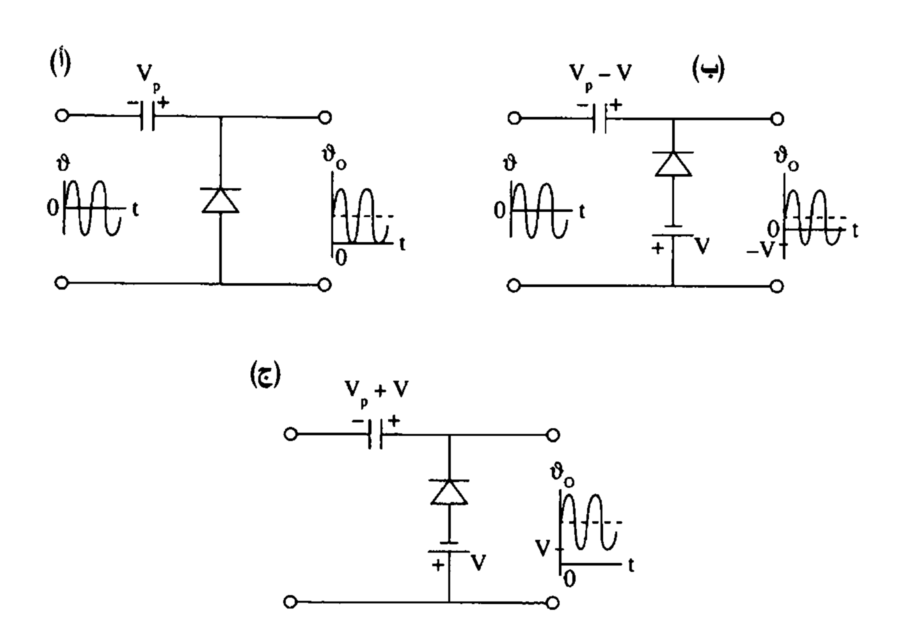
$$v_0 = -V_p + V + V_p \sin \omega t = V_p (\sin \omega t - 1) + V \qquad (8.3)$$

وفي حالة الشكل 8.3–ج:

$$v_0 = -V_p - V + V_p \sin \omega t = V_p (\sin \omega t - 1) - V \qquad (9.3)$$



الشكل 8.3: تقمط هذه الدارات ذروة إشارة الدخل العليا عند (أ) 0، و(ب) $+V$، و(ج) $-V$.



الشكل 9.3: يؤدي تغيير اتجاه الدَّيود من ذاك المبيَّن في الشكل 8.3 إلى قمط أسفل الإشارة عند 0، و$-V$، و$+V$.

وعلى غرار ذلك، تقمط دارات الشكل 9.3–أ و ب و ج أسفل إشارة الدخل عند 0، و$-V$، و $+V$. أما جهود خرج الدارات الثلاث فتعطى بـــ:

$$v_0 = V_p \ (\sin \omega t + 1)$$

$$v_0 = V_p \ (\sin \omega t + 1) - V$$

$$v_0 = V_p \ (\sin \omega t + 1) + V$$

4.3 تنظيم الجهد بدَيود زِنَر Zener Diode Voltage Regulation

صحيحٌ أن مرشِّح المكثفة يُنعِّم الجهد المقوَّم في وحدات التغذية، إلا أن جهد الخرج يمكن أن يتغيَّر مع تغيُّرات جهد الشبكة الكهربائية لأسباب مختلفة، منها الاضطرابات المفاجئة التي تظهر في الشبكة عند وصل أو فصل أحمال كبيرة من قبيل المحركات. لذا، وعندما يحتاج بعض الدارات الإلكترونية إلى جهد مستقر تماماً، نلجأ إلى دَيودات زِنَر Zener. دَيود زِنَر هو نوع خاص من الدَّيودات يمكن أن يتعافى من الانهيار الذي يحصل عند تجاوز جهد الانحياز العكسي جهد انهيار

الدَّيود. تذكَّر أننا رأينا في الشكل 1.3–ب أن الدَّيودات العادية تَتْلف حين تجاوز جهد الانهيار. أما دَيودات زِنَر فهي مصمَّمة للعمل في منطقة الانهيار (ما بقي التيار محدوداً) والعودة كلياً إلى حالتها الأصلية عندما يصبح جهد الانحياز العكسي أقل من جهد الانهيار. ويحصل الانهيار فيها دائماً عند نفس قيمة الجهد تماماً. لذا فإن ميزة دَيود زِنَر هي أن الجهد بين طرفيه يبقى ثابتاً تقريباً مهماً كانت شدة التيار المار فيه ضمن مجال العمل المسموح به. وهذه صفة تجعله منظِّماً أو مرجعاً جيداً للجهد. ونظراً إلى أن دَيودات زِنَر تُصنع بجهود انهيار متنوعة جداً (من 2 حتى 200 فولط)، يمكن بسهولة تأمين حاجة أي دارة من الجهود الثابتة. فجهاز التلفاز المعهود، ومستقبلات الراديو المزدوجة القناة (السْتِريو) العالية الجودة يمكن أن تحتوي على دارات حساسة تحتاج إلى جهد ثابت مستقر.

يُري الشكل 10.3–أ منظِّم جهد باستعمال دَيود زِنَر. تتألف هذه الدارة البسيطة من مقاومة تسلسلية R_s يهبط عليها الجهد الزائد، مع دَيود زِنَر ذي جهد V_z يساوي الجهد المرغوب فيه للحمل R_L. وعندما تتفاوت قيم جهد الدخل v بين قيمتين، دنيا V_{min} وعظمى V_{max} (كلتاهما يجب أن تكونا أكبر من V_z كي يحصل التنظيم)، يبقى جهد الحمل ثابتاً عند V_z. يُري الشكل 10.3–ب تغيُّرات تيار دَيود زِنَر ($I_{max} - I_{min}$) التي تنجم عن تغيُّرات جهد الدخل ($V_{max} - V_{min}$). إذن، يتغيَّر[2] التيار المار عبر دَيود زِنَر بحيث يبقى التيار المار في R_L ثابتاً. وتؤدي تغيُّرات تيار دَيود زِنَر (وتيار الحمل الثابت) إلى تغيُّرات في تيار وجهد المقاومة R_s، وهذا ما يسمح ببقاء الجهد على طرفي مقاومة الحمل ثابتاً.

المثال 4.3

ثمة رغبة بإبقاء الجهد الهابط على مقاومة حمل R_L ثابتاً عند 100 فولط عندما يتغير جهد الدخل بين 110 و 120 فولط. بافتراض أن المطلوب هو

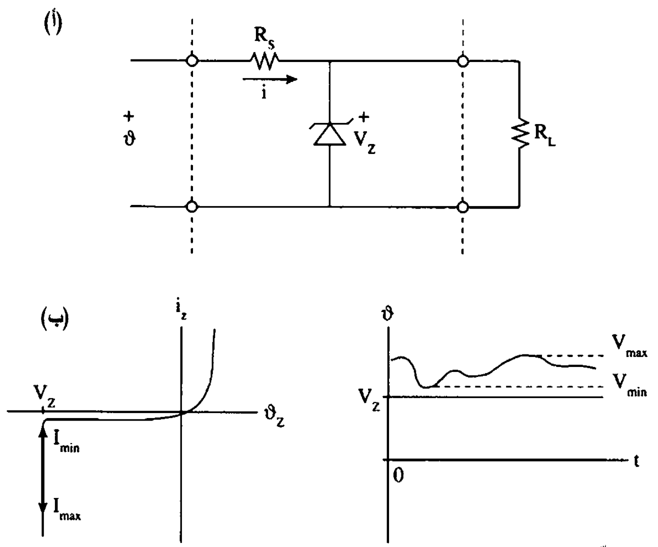
---

[2] عند نقطة الانهيار، يأخذ التيار بالتدفق المتسارع حتى لو كانت زيادة الجهد العكسي ضئيلة. لذا، وبكل المعايير العملية، يبقى الجهد ثابتاً عند V_Z. طبعاً، لا يمكن للتيار أن يزيد إلى ما فوق قيمة معينة بدون أن يُسخِّن الدَّيود ويُتلفه، لذا يُحدَّد لكل دَيود زِنَر تيار أعظمي إلى جانب V_Z. ويُرمز لدَيود زِنَر بالرمز الخاص المبيَّن في الشكل 10.3–أ، والذي يمثِّل دَيوداً بالاتجاه المخالف لاتجاه التمرير الأمامي.

استعمال منظم من النوع المبيَّن في الشكل 10.3–أ، وأن قيمة مقاومة الحمل هي 10 كيلو أوم، احسب أفضل قيمة لـــ R_s لتحقيق ذلك.

نختار أولاً دَيود زِنَر جهده $V_Z = 100\,\text{V}$، ثم نُحدِّد التيار الأعظمي الذي يمكن أن يمر فيه ضمن ظروف العمل الطبيعية ونتيقَّن أنه لن يتجاوز القيمة العظمى المسموح بها للدَّيود المختار. ثم نحدِّد R_s.

لنفترض بداية أن جهد الدخل ثابت عند $V_{min} = 110\,\text{V}$. حينئذ، إذا هبط فرق الجهد المساوي 10 فولط على المقاومة R_s تبقَّى 100 فولط لتهبط على R_L، وهي الحالة المطلوبة. وكي يتحقَّق ذلك، يجب أن يمر في R_L و R_s تيار مقداره 10 ميلِّي أمبير، وهذا يعني أن المقاومة التسلسلية تساوي $R_s = 10\,\text{V}/10\,\text{mA} = 1\text{k}\Omega$. لن تكون ثمة حاجة إلى دَيود زِنَر لو بقي جهد الدخل مساوياً 110 فولط، لأنه لن يمر تيار فيه. لكن جهد الدخل يتغيَّر بين 110 و 120 فولط، وفق المبيَّن في الشكل 10.3–ب. ويتصف ذلك التغيُّر بأنه بطيء عادة، ويستغرق ثواني أو دقائق أو حتى ساعات.



الشكل 10.3: (أ) منظِّم جهد موصول بين منبع جهد الدخل والحمل. (ب) يتغيَّر تيار دَيود زِنَر i_Z بين قيمتين عظمى I_{max} ودنيا I_{min} استجابة لتغيُّرات جهد الدخل بحيث يبقى تيار وجهد الحمل ثابتين.

عندما يرتفع جهد الدخل إلى 120 فولط، يزداد التيار في R_s متناسباً معه. ولإبقاء الجهد الهابط على R_L عند 100 فولط، يجب أن يبقى التيار المار فيها 10 ميلّي أمبير، وأي زيادة في تيار R_s يجب أن تذهب إلى دَيود زِنَر. وعندما يأخذ جهد الدخل قيمته العظمى $V_{max} = 120\,V$، يهبط جهد على R_s يساوي 20 فولط، ويمر فيها تيار شدته 20 ميلّي أمبير (منها 10 ميلّي أمبير تذهب إلى R_L و 10 ميلّي أمبير تذهب إلى الدَّيود). أي إن تيار دَيود زِنَر يتغير بين $I_{z,min} = 0$ و $I_{z,max} = 10\,mA$، استجابة لتغيرات جهد الدخل، وفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 10.3−ب، ويبقى جهد الحمل عند 100 فولط.

يمكن استعمال الحالة $I_{z,min} = 0$ لتحديد القيمة المثلى لـــ R_s، أي:

$$R_{s,\,optimum} = \frac{V_{min} - V_z}{I_L}$$

وتُعطي هذه المعادلة في مثالنا: $R_{s,opt} = (110\,V - 100\,V/10\,mA = 1\,k\Omega$.

وإذا عرَفنا التيار الأعظمي $I_{z,max}$ الذي يمكن أن يتحمله دَيود زِنَر، أمكننا تحديد قيمة R_s الصغرى التي يمكن استعمالها في منظم الجهد:

$$R_{s,min} = \frac{V_{max} - V_z}{I_{z,max} + I_L}$$

بافتراض $I_{z,max} = 30\,mA$، ينتُج $R_{s,\,min} = (120-100)/(30+10) = 0.5\,k\Omega$. تتجلى فائدة استعمال قيمة صغيرة لـــ R_s في أنه إذا انخفض جهد الدخل إلى ما دون 110 فولط، استمر مفعول التنظيم. أما عيوبه فتتجلى في (أ) أن $R_{s,\,min}$ تبدِّد استطاعة أكبر من تلك التي تبدِّدها $R_{s,\,opt}$، و(ب) يتغيَّر تيار دَيود زِنَر بين $I_{z,min} = 10\,mA$ و $I_{z,max} = 30\,mA$، في حين أنه يتغير بين 0 و 10 ميلّي أمبير في حالة $R_{s,\,opt}$، و(ت) إذا تجاوز جهد الدخل 120 فولط، تجاوز تيار دَيود زِنَر الحد الأعلى المسموح به $I_{z,max}$، وهذا يؤدي إلى تلف الدَّيود على الأرجح.

ثمة دائماً خطرٌ في تجاوز التيار الأعظمي المسوح به، إما بازدياد مفاجئ

لجهد الدخل إلى ما فوق الجهد الأعظمي $V_{\max}$، أو بالفصل المفاجئ للحمل الذي يجعل كل تيار الدخل يمر في الدَّيود. وفي الحالة الأخيرة سوف يتلف الدَّيود على الأرجح بسبب تجاوز تياره $I_{z,\max}$.

5.3 المقوِّمات المتحكَّم فيها

Silicon-Controlled Rectifiers (SCRS)

1.5.3 تقديم Introduction

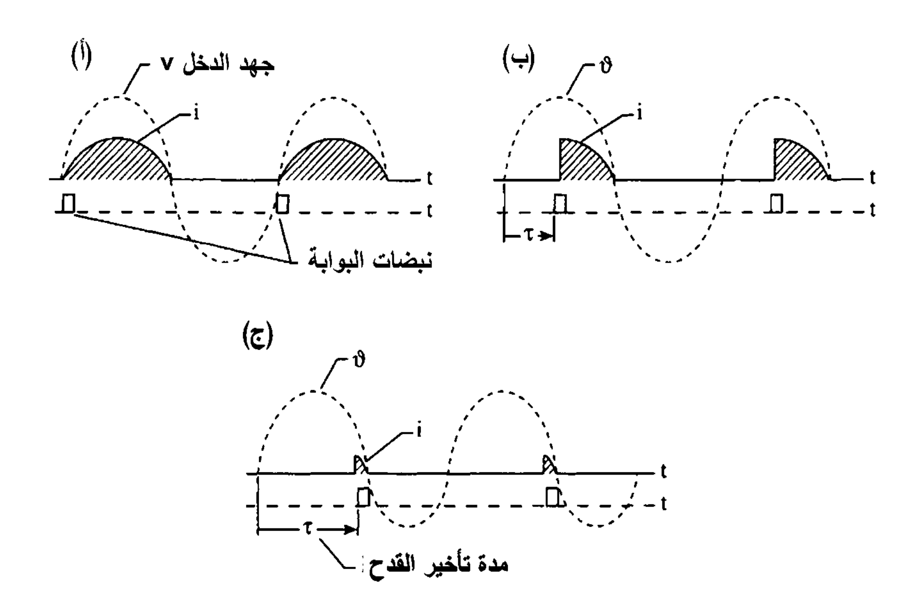
من التجهيزات ذات التطبيقات الواسعة في الصناعة المقوِّمات المتحكَّم فيها بالسليكون silicon-controlled rectifier SCR. فهي تُستعمل للتحكُّم السريع في المحركات، أو في شدة الإضاءة، أو في حرارة الأفران، وحيثما كانت ثمة حاجة إلى التحكُّم في الاستطاعة.

تذكَّر أن التيار يبدأ بالتدفق في الدَّيود (المقوِّم) مباشرة عندما يُصبح الجهد الأمامي المطبَّق عليه أكبر من 0.7 فولط. أما في المقوِّم المتحكَّم فيه، والذي يتألف من مقوِّم أُضيفت إليه بوابة gate، فيؤدي تأخير تطبيق إشارة التشغيل على البوابة إلى تأخير تدفق التيار المقوَّم. يُري الشكل 11.3 ثلاثة أمثلة على التحكم في الاستطاعة بالـــ SCR عند تطبيق ثلاث نبضات مختلفة على البوابة (الدخل هو موجة جيبية $v = V_P \sin \omega t$). فالشكل 11.3–أ يُبيِّن موجتي جهد وتيار الـــ SCR بدون تأخير، ولذا تماثلان نظيرتيهما في حالة مقوِّم نصف الموجة: تظهر نبضات البوابة القصيرة عند بداية التابع الجيبي. ويُري الشكل 11.3–ب نبضات بوابة متأخِّرة بـــ 90 درجة. ونظراً إلى أن التيار المقوَّم يتأخَّر إلى أن تقدح النبضات الـــ SCR، فإن نصف الاستطاعة فقط يُقدَّم إلى الحمل المقاوم الموصول تسلسلياً معه. ويُري الشكل 11.3–ج نبضة مؤخَّرة بـــ 180 درجة تقريباً. في هذه الحالة، يمر تيار ضئيل جداً، ولذا تُقدَّم استطاعة ضئيلة جداً إلى الحمل. وتلك هي أساسيات المقوِّم المتحكَّم فيه بالسليكون SCR.

إذا رمزنا إلى مدة تأخير القدح بـــ τ (التي تحدِّد زاوية القدح $\alpha = \omega\tau$)، أمكننا التعبير عن قيمة التيار المستمر الوسطى بـــ:

$$I_{\text{ave}} = \frac{1}{T}\int_{\tau}^{T/2} I_p \sin\omega t\, dt = \frac{I_p}{2\pi}(1+\cos\omega\tau) \qquad (10.3)$$

لتوضيح كيف أن شدة التيار الوسطى تعتمد على زاوية القدح α، نضع α في مكان ωt في المعادلة السابقة. إذن، إذا كانت $\alpha = 0$، أعطت المعادلة $I_{\text{ave}} = I_p/\pi$، وهي قيمة التيار الوسطى في مقوِّم نصف الموجة، وقد جرى استخراجها سابقاً في المعادلة 1.3. وعندما $\alpha = 180^\circ$، لا يمر تيار ولا يقدِّم الـــ SCR استطاعة إلى الحمل.



الشكل 11.3: نبضات قصيرة مطبقة على بوابة مقوِّم متحكَّم فيه بالسليكون. تبيِّن الأشكال الثلاثة تطوُّر انخفاض الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل مع ازدياد التأخير.

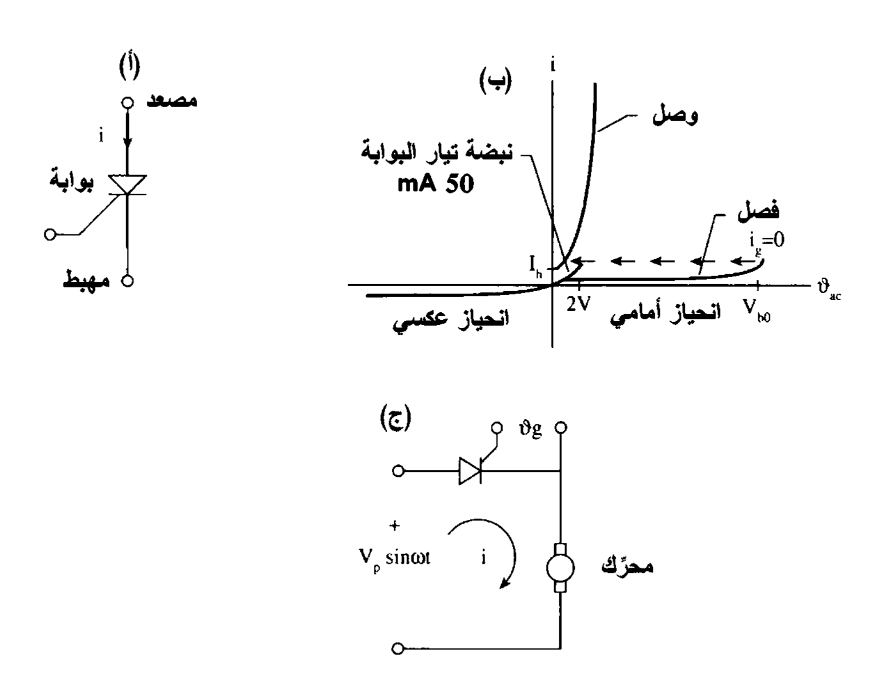
2.5.3 خصائص المقوِّم المتحكَّم فيه SCR characteristics

يُري الشكل 12.3-أ رمز الـــ SCR، وقد وُرِث المصطلحان مصعد anode ومهبط cathode من الصمام الإلكتروني المخلَّى من الهواء الذي يؤدي

مهمة مشابهة لمهمة الـــ SCR المصنوع من مواد نصف ناقلة. ويُري الشكل 12.3–ب خصائص الجهد والتيار فيه. لاحظ أن ثمة حالتَين للتيار الأمامي، هما حالة الوصل وحالة الفصل. في الحالة الطبيعية، يبقى الدَّيود في حالة فصل (يمر تيار ضئيل جداً من المصعد إلى المهبط) إلى أن تطبَّق نبضة تيار (5–50 ميلِّي أمبير عادة) على البوابة وتقدح الدَّيود لينتقل إلى حالة الوصل، فيمر تيار يمكن أن تصل شدته إلى عدة آلاف الأمبيرات في المقوِّمات الكبيرة. في تلك الحالة ، يساوي الجهد v_{ac} الهابط على المقوِّم بضعة فولطات فقط. ويمكن قدح المقوِّم أيضاً، من دون استعمال نبضة بوابة إذا تجاوز v_{ac} جهد التخطي V_{b0} breakover voltage (الذي يساوي عادة مئات الفولطات). وحين حصول ذلك، ينتقل الدَّيود إلى حالة الوصل وتنخفض قمية v_{ac} إلى نحو 1 أو 2 فولط. لكن الطريقة العملية لقدح الـــ SCR تبقى استعمال نبضة تيار البوابة. وحينما يحصل القدح، يبقى الدَّيود في حالة وصل بقطع النظر عن حالة نبضة القدح بعدئذ. فليست ثمة حاجة إلى استمرار تيار البوابة إلا مدة تكفي لمراكَمة تيار مصعد كاف، من رتبة المكرو ثانية في حالة الحمل المقاوِم. إلا أن ثمة تيار إمساك أصغرياً I_h holding current (100 ميلِّي أمبير عادة) ضروري للإبقاء على التيار جارياً. وعندما يبدأ التيار الأمامي بالجريان، يبقى كذلك إلى أن يقوم شيء خارجي ما في الدارة بإنقاصه إلى مادون قيمة I_h. إن السمة الأساسية في الـــ SCR هي أن تيارَ بوابةٍ صغيراً يمكن أن يقدحه لينقله من حالة الفصل إلى حالة الوصل. والطريقة الوحيدة لنقله إلى حالة الفصل هي تخفيض التيار إلى ما دون قيمة تيار الإمساك I_h.

ليس من الضروري استعمال نبضات قصيرة في دارة البوابة. ويمكن أيضاً استعمال نبضات ذات أشكال أخرى لقدح المقوِّم، قد تكون أفضل إذا كان توليدها أسهل، مع أن النبضات القصيرة هي أكفأ إشارات القدح. تذكَّر أن القدح يتحقَّق بحقن مقدار صغير من التيار في البوابة في اللحظة المطلوبة. وحتى الموجة الجيبية، المؤخَّرة تأخيراً ملائماً، يمكن أن تحقِّق ذلك. وتُستعمل أحياناً دارات RC من النوع المبيَّن في الشكل 6.2 لتأمين جهد بوابة مؤخَّر طورياً (يُنصح الطلاب بالاستعانة بكتاب تعليمات الـــ SCR عند تصميم جهود من هذا القبيل). تذكَّر أنه

عندما يبدأ مرور التيار في الدَّيود تفقد البوابة السيطرة عليه ويبقى في حالة الوصل التام إلى أن ينخفض كمون المصعد حتى الصفر عملياً. يُري الشكل 12.3–ج دارة SCR بسيطة للتحكُّم في محرك جهد مستمر.



الشكل 12.3: (أ) رمز المقوِّم المتحكَّم فيه. (ب) خصائص الجهد والتيار للمقوِّم. (ج) دارة مقوِّم متحكَّم فيه بسيطة للتحكُّم في محرك تيار مستمر.

السبب الرئيسي لاستعمال المقوِّم المتحكَّم فيه هو كفاءة التحكُّم بالاستطاعة. لو استعملنا مقاومة متغيرة متسلسلة مع الحمل بغية خفض الجهد الهابط عليه، لأضعنا في المقاومة التسلسلية استطاعة ثمينة، علاوة على كونها خطرة في حالة الاستطاعات الكبيرة. أما المقوِّم المتحكَّم فيه فيبدِّد استطاعة قليلة حين تقليل الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل. يُضاف إلى ذلك أنه إذا كان تقويم نصف الموجة الذي يقوم عليه المقوِّم المتحكَّم فيه (يُمرِّر المقوِّم التيار باتجاه واحد فقط) غير كاف، أمكن استعمال تقويم الموجة الكاملة (يمر التيار في أثناء نصفي الموجة الموجب والسالب) قبل المقوِّم

المتحكَّم فيه. ونظراً إلى أن كلا نصفي موجة الدخل الجيبي موجودان الآن، تتضاعف الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل. ومضاعفة الاستطاعة هذه ممكنة أيضاً من دون استعمال مقوِّم الموجة الكاملة. فالترياك triac، الذي يتألف من مقوِّمين موصولين بالتعاكس، هو تجهيزة ثلاثية الأطراف (بوابة ومصعد ومهبط، على غرار الشكل 12.3–أ) تسمح بالتحكُّم التام في التيار المتناوب، وهو شائع في التحكُّم في شدة الإضاءة وفي التحكُّم السريع في المحركات.

المثال 5.3

احسب الاستطاعة، مقدَّرة بالواط، المتوفِّرة لمحرك استطاعته 10 واط يتحكَّم فيه مقوِّم متحكَّم فيه وفقاً للمبيَّن في الشكل 12.3–ج (للتبسيط، أهملْ تحريض ملفات المحرك). المجموعة موصولة مع خط شبكة كهربائية عامة جهدها 117 فولط متناوباً. احسب الاستطاعة الخاصة بأشكال الجهد والتيار الثلاثة في الشكل 11.3.

يؤدي الجهد الدوري المطبَّق على البوابة، والذي ينزاح باستمرار من 0 درجة حتى 90 درجة، ثم إلى 180 درجة تقريباً، إلى مرور تيار وفقاً للمبيَّن في الأشكال 11.3–أ و ب و ج. ويُعطى التيار الفعال الموافق لهذه الحالات الثلاث بـــ (انظر المعادلة في المثال 1.3):

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{\tau}^{T/2}(I_p \ \sin\omega t)^2\, dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(I_p \ \sin\omega t)^2\, d\,\omega t}$$

$$= \frac{I_p}{2}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

(طبعاً، المقوِّم المتحكَّم فيه هو من حيث الجوهر مقوِّم نصف موجة يؤخِّر مرور التيار بمقدار τ ثانية). لقد استعملنا في العبارة السابقة التحويل من الزمن t إلى زاوية الطور ωt بوضع $\omega t = \alpha$ و $\omega T = 2\pi$. وتساوي الاستطاعة P المقدَّمة الآن إلى المحرِّك الممثَّل بحمل مقاومته تساوي 10 أوم بـــ $P = I_{\text{rms}}^2 R$ أو

بـــ $P = V_{\text{rms}}/R$. ونظراً إلى أن المعطى الآن هو الجهد، لا التيار، يمكننا استعمال قانون أوم $I_p = V_p / R$ والتعبير عن الاستطاعة بـــ:

$$P = I_{\text{rms}}^2 R = \frac{(V_p/2)^2}{R}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)$$

إذن، تساوي الاستطاعة المقدَّمة إلى المحرك في حالة الشكل 11.3–أ (عندما تكون $\alpha = 0$):

$$P = \left[\left(117\sqrt{2}V\right)/2\right]^2 / 10\,\Omega = 684.45\,\text{W}$$

وتساوي الاستطاعة المقدَّمة إلى المحرِّك في حالة الشكل 11.3–ب (عندما تكون $\alpha = \pi/2$):

$$P = \left[\left(117\sqrt{2}\,\text{V}\right)/2\right]^2 / 10\,\Omega\ (1 - \alpha/\pi) = 6844.5\,\text{V}^2/10\ \Omega\ (1/2) = 342.23\,\text{W}$$

أخيراً، تساوي الاستطاعة المقدَّمة في حالة الشكل 11.3–ج (عندما $\alpha \approx \pi$) الصفر تقريبا. لاحظ أننا نناقش استطاعة الإقلاع في هذا المثال. فعندما يدور المحرِّك تتغيَّر الظروف.

بدأنا في هذا المثال بحساب التيار الفعال I_{rms} لأن تيار الحمل مبيَّن صراحة في الشكل 11.3. لكنْ كان بإمكاننا البدء بالجهد أيضاً والحصول على نفس النتائج لأن جهد الحمل يُحاكي تياره من حيث الشكل في دارة الشكل 12.3–ج. ويمكن إيضاح ذلك بما يلي: عندما ينتقل المقوِّم إلى حالة الفصل ويتوقف التيار عن المرور فيه، يصبح دارة مفتوحة، ويهبط جهد الدخل على طرفيه، ويصبح الجهد الهابط على المحرك صفراً، تماماً مثل التيار. وحين مرور التيار في المحرك، أي حين انتقال المقوِّم إلى حالة الوصل، تصبح قيمة الجهد الهابط عليه نحو 1 فولط، ويهبط معظم جهد الدخل على المحرك. طبعاً، التحاكي الشكلي بين جهد الحمل المقاوِم وتياره المفترض في الحسابات السابقة متضمَّن في قانون أوم $I_p = V_p / R$.

6.3 الخلاصة Summary

- مثَّلنا الدَّيود بمبدال فصل ووصل. لكنْ ثمة محدوديات جلية لهذا النموذج: يمرِّر المبدال التيار في كلا الاتجاهين، أما الدَّيود فيمرره باتجاه واحد. وفي هذه الصورة المثالية، يُمرِّر الدَّيود ذو الانحياز الأمامي التيار (المبدال في حالة وصل)، في حين أن الدَّيود ذا الانحياز العكسي لا يُمرِّر التيار (المبدال في حالة فصل). أما النموذج الأكثر واقعية للدَّيود فيتضمن هبوط جهد أمامياً مقداره 0.6–0.7 فولط (يسمى أحيانا جهد الإزاحة أو كمون التماس)، ويبقى هذا الجهد ثابتاً حينما يكون الدَّيود في حالة وصل. أما الخاصية الهامة للدَّيود فهي سرعة الانتقال بين حالتي الفصل والوصل. ويمكن لمُدَد التبديل أن تكون من رتبة النانو ثانية أو أقل.

- تحتاج الأجهزة الإلكترونية إلى جهد ثابت كي تعمل على نحو سليم، وتُعتبر البطارية وحدة التغذية المثالية. إلا أنه يمكن أيضاً استعمال الدَّيود لتقويم التيار المتناوب وجعله مستمراً، وهذا واحد من أهم استعمالات الدَّيود. لذا تحتوي كل التجهيزات الإلكتروينة على وحدة تغذية تقوم بهذه المهمة إضافة إلى ترشيح الجهد المقوَّم لجعله ناعماً ومستقراً. ويمكن للمقوِّم أن يكون مقوِّم نصف موجة، أو مقوِّم موجة كاملة، وفي الحالة الأخيرة يكون أعلى كفاءة. ويمكن تنظيم الجهد بواسطة دَيود زِنَر في الأجزاء الحساسة من الدارات التي تحتاج إلى جهد ثابت، حتى لو تغيَّر جهد وحدة التغذية المستمر استجابة لتغيرات جهد الشبكة الكهربائية.

- وتُستعمل الدَّيودات أيضاً في دارات تشكيل الموجة، ومن أمثلة ذلك تغيير مستوى جهد الإشارة المستمر أو قصه حين الحاجة إلى إزالة أجزاء الإشارة العلوية أو السفلية.

- أخيراً، أدخلنا على الدَّيود تعديلاً مفيداً جعَله مقوِّماً متحكَّماً فيه بالسليكون.

إن المقوِّم المتحكَّم فيه هو دَيود أُضيفت إليه بوابة، وحين تطبيق إشارة ملائمة على تلك البوابة، يمكن التحكُّم في بدء مرور التيار المقوَّم، ومن ثمَّ في مقدار الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل. أما أوسع استعمالات هذا المقوِّم انتشاراً فهي التحكُّم السريع في محركات التيار المستمر وفي شدة الإضاءة. وفي التطبيقات الصناعية، يمكن لتيارات المقوِّمات أن تصل إلى آلاف الأمبيرات، ويمكنها أن تتحكَّم بمقادير كبيرة من الاستطاعة.

مسائل Problems

1. احسب تيار الخرج المستمر الذي يُعطيه مقوِّم نصف الموجة المبيَّن في الشكل 2.3-أ. يساوي جهد الدخل الفعال 120 فولط متناوباً، وتساوي مقاومة الحمل $R_{\mathrm{L}}=150\,\Omega$.

2. يُستعمل دَيود، مقاومته الداخلية تساوي 20 أوم في حالة الوصل، لتقويم نصف موجة بغية تغذية حمل مقاومته 1 كيلو أوم من منبع جهده الفعال يساوي 110 فولط متناوب. احسب:

(أ) مطال التيار.

(ب) تيار الحمل المستمر.

(ت) تيار الحمل الفعال.

(ث) استطاعة الدخل الكلية.

الجواب: (أ) $152.5\,\mathrm{mA}$، (ب) $48.5\,\mathrm{mA}$، (ت) $76.2\,\mathrm{mA}$، (ث) $5.92\,\mathrm{W}$.

3. احسب تيار الخرج المستمر الذي يُعطيه مقوِّم الموجة الكاملة المبيَّن في

الشكل 3.3–أ. يساوي جهد الدخل الفعال 120 فولط متناوباً و $R_L = 150\,\Omega$.

الجواب: $0.72\,\mathrm{A}$.

4. كرِّر المسألة السابقة مستعملاً أربعة دَيودات مقاومة، كلاً منها 20 أوم في مقوِّم الموجة الكاملة.

5. صممِّ مقوِّم نصف موجة مع مكثفة ترشيح لتزويد حمل $R_L = 2\,\mathrm{k}\Omega$ بـــ 40 فولط مستمراً. افترض أن المقوِّم موصول بالشبكة العامة، التي يساوي جهدها الفعال 120 فولط ويساوي ترددها 60 هرتس، بواسطة محوِّل. احسب نسبة عدد لفات المحول وسعة المكثفة بحيث لا يزيد جهد التعرُّجات على 1% من الجهد المستمر.

الجواب: $N_1/N_2 = 4.24$ ، $C = 833\,\mathrm{mF}$.

6. بالعودة إلى المثال 2.3، أعِد رسم الشكل 4.3–ب لمقوِّم موجة كاملة. وارسم جهد الخرج v_0 (مماثل لجهد الحمل) وتيار الدَّيود i_d الذي يشحن المكثفة، على مدى دورين على الأقل من أدوار جهد الدخل.

7. حدِّد جهد الذروة لجسر تقويم الموجة الكاملة المبيَّن في الشكل 3.3–أ مفترضاً دَيودات مثالية، لكن بجهد انحياز أمامي يساوي 0.7 فولط. تساوي القيمة الفعالة لجهد الدخل المتناوب 120 فولط.

الجواب: 168.5 فولط.

8. يُعطي مقوِّم موجة كاملة، مع مكثفة ترشيح، إلى حمل مقاومته $R_L = 1.5\,\mathrm{k}\Omega$ جهداً مستمراً يساوي 100 فولط مع جهد تعرُّجات يساوي 2%. بافتراض أن أحد الدَّيودات قد احترق (أصبح دارة مفتوحة)، احسب الجهد المستمر الجديد الذي سوف يُقدَّم إلى الحمل وجهد تعرُّجاته.

9. وُصِلت دارة مضاعف الجهد المبيَّنة في الشكل 5.3 مع حمل مقاومته $R_L = 1\text{k}\Omega$. بافتراض أن القيمة الفعالة لجهد الدخل المتناوب تساوي 120 فولط، وأن تردده يساوي 60 هرتس، وأن انخفاض الجهد بين نبضتي شحن يجب أن يكون أقل من 10% من قيمة جهد الخرج المستمر، حدِّد أصغر قيمة لسعة المكثفة اللازمة.

الجواب: $41.7\,\text{mF}$.

10. ارسم خصائص التحويل وجهد الخرج v_0 لدارة القص المبيَّنة في الشكل 6.3–أ. افترض أن جهد الدخل $v = 10\sin\omega t$ وأن $V_1 = 3\text{V}$ و $V_2 = 0$.

11. بافتراض أن $V = 5\text{V}$ في دارة القمط المبينة في الشكل 9.3–ب، ارسم جهد الخرج v_0 عندما يكون جهد الدخل $v = 2\sin\omega t$.

الجواب: سوف تُقمط النقطة الدنيا من جهد الدخل عند -5V.

12. صمِّم دارة تقمط ذروة أي جهد متناوب عند 4V.

13. صمِّم تعديلاً بسيطاً لدارة البطارية الاحتياطية المبيَّنة في الشكل 7.3 بحيث تُشحن البطارية بتيار شدته 5mA حينما تكون وحدة التغذية عاملة.

14. يُستعمل منظِّم الجهد المبيَّن في الشكل 10.3–أ، والذي يساوي جهد انهيار دَيود زِنَر فيه 20V، لتنظيم الجهد المطبَّق على حمل $R_L = 1000\,\Omega$ عند 20 فولط. يساوي جهد الدخل $v = 30\text{V}$. وفيما يخص R_s، تتوفَّر لك قيمتان: 100 و 1000 أوم. فأيُّهما تختار؟ علِّل الإجابة بالحساب.

الجواب: 100 أوم.

15. يساوي جهد انهيار دَيود زِنَر المبيَّن في الشكل 10.3–أ 100 فولط، ويساوي تياره الأعظمي 20 ميلِّي أمبير. بافتراض أن جهد التغذية يساوي

150 فولط، حدِّد مجال قيمة مقاومة الحمل R_L الذي تحافظ ضمنه الدارة على جهد مطبَّق على الحمل يساوي 100 فولط عندما تكون $R_s = 1.5\,\text{k}\Omega$.

16. فيما يخص دارة التحكُّم في المحرك بواسطة الـــ SCR المبيَّنة في الشكل 12.3−ج، لدينا $V_p = 100\,\text{V}$ و $R_L = 20\,\Omega$، وزاوية التمرير $\chi = \pi - \alpha = 120^\circ$. احسب تيار الحمل الوسطي واستطاعته الوسطى.

الجواب: 1.19 أمبير، 100.6 واط.

17. باستعمال القيم المعطاة في المسألة 16، حدِّد الاستطاعة المبدَّدة في الـــ SCR عندما يكون الجهد على طرفيه في حالة الوصل 1.5 فولط.

الفصل الرابع

الدَّيودات والترانزستورات نصف الناقلة

Semiconductor Diodes and Transistors

1.4 تقديم Introduction

استعملنا الدَّيودات في الفصل السابق من دون شرح المبادئ الفيزيائية التي تقوم عليها. وهذا مقبول لأن خواص الدَّيود تُقرَّب في معظم التطبيقات بخواص مبدال الفصل والوصل. لكن لفهم منشأ سرعات التبديل العالية جداً (أي التبديل الذي يحصل في غضون بضعة نانو ثانية)، أو سبب جهد الانحياز الأمامي (يسمى أيضاً كمون التماس contact potential) الذي يساوي 0.6–0.7 فولط، يجب أن نفهم الدَّيود ونراه على أساس أنه وصلة نصف ناقل*pn* junction، وهذه تقتضي فهماً أساسياً لحركة الإلكترونات والثقوب hole في المواد نصف الناقلة semiconductor. يُضاف إلى ذلك أن من الممكن نمذجة الترانزستور بدَيودين متعاكسين إذا عاملنا كل دَيود على أنه وصلة نصف ناقل، نُعرِّفها ببساطة بأنها وصلة بين مادتين نصف ناقلتين، إحداهما من النوع الموجب، والثانية من النوع السالب[1]. لذا يعتبر فهم هذه الوصلة ضرورياً لفهم الدَّيودات والترانزستورات.

[1] سوف نُري في المقطع التالي أن المادة التي من النوع الموجب هي نصف ناقل من قبيل السليكون (المجموعة IV من الجدول الدوري) المشوب بذرات المجموعة III التي تجعله ناقلاً جيداً ذا شحنة موجبة (ومن هنا أتت التسمية وأتى الرمز *p*) تسمى ثقباً. أما المادة التي من النوع السالب فهي سليكون مشوب بذرات من المجموعة V تجعله ناقلاً جيداً ذا شحنة سالبة (ومن هنا أتت صفة السالب *n*) هي الإلكترونات.

2.4 نقل التيار بالثقوب والإلكترونات في أنصاف النواقل

Hole and Electron Conduction in Semiconductors

1.2.4 أنصاف النواقل النقية Intrinsic semiconductors

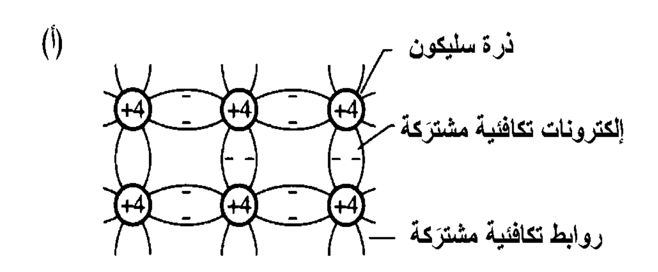
توجد في الجرمانيوم والسليكون اللذين تنتمي ذراتهما إلى المجموعة IV من الجدول الدوري 4 إلكترونات تكافئية valence. فإذا كانت كل ذرة تستطيع التشارك في أربعة إلكترونات إضافية مع الذرات المجاورة، أصبحت قوقعتها الخارجية كاملة عدد الإلكترونات (الذي يساوي 8)، وهذا ما يجعل الذرة أكثر استقراراً. يُري الشكل 1.4-أ نموذجاً ثنائي الأبعاد لشبكة السليكون البلورية. تتماسك الإلكترونات في هذه البنية الشديدة الانتظام بروابط تكافئية covalent bond (إلكترونات مشترَكة). ونظراً إلى عدم وجود إلكترونات حرة في الشبكة، يُتوقَّع أن تكون أنصاف النواقل الصافية نواقل سيئة، وهي سيئة فعلاً عند درجات الحرارة المنخفضة. وعندما ترتفع درجة الحرارة، يشتد اهتزاز ذرات البنية البلورية حول مواضع توازنها، ويؤدي ذلك إلى كسر بعض الروابط التكافئية، ومن ثمَّ إلى تحرير إلكترونات[2]. وعند درجة حرارة الغرفة، يمكن اعتبار السليكون ناقلاً تقريباً، وإن كان سيئاً[3]. على سبيل المثال، يساوي تركيز الإلكترونات الحرة في السليكون الصافي عند درجة حرارة الغرفة $n_i = 1.5 \cdot 10^{16}\ \mathrm{electron/m^3}$ (مع عدد مكافئ من الثقوب أيضاً). وهذا تركيز ضئيل جداً مقارنة بكثافة ذرات السليكون التي تساوي $5 \cdot 10^{28}$ ذرة في المتر المكعب. وعندما ترتفع درجة الحرارة، يتحرَّر مزيد من الإلكترونات، ويتحوَّل السليكون إلى ناقل أفضل. وهذه الخاصية هي نفسها التي تؤدي إلى تلف التجهيزات المصنوعة من أنصاف النواقل إذا لم يوقَف ارتفاع درجة حرارتها بطريقة ما للتبريد (تزداد شدة

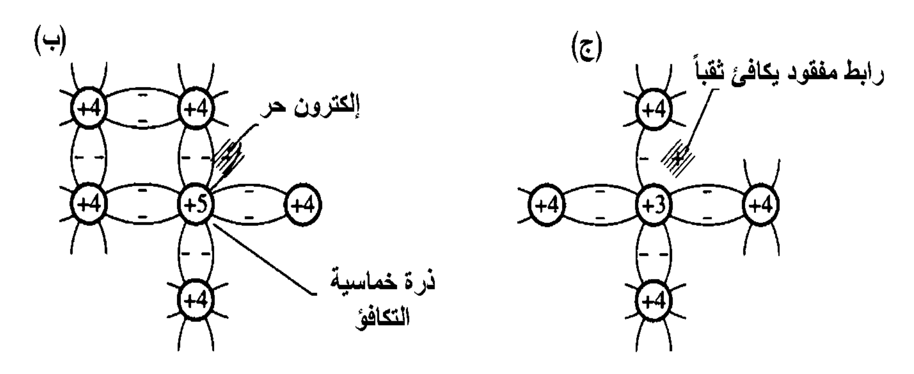
---

[2] تُعتبر درجة الحرارة T معياراً للطاقة الحرارية W. فوفقاً لقانون بولتسمان، تُعطى طاقة "اهتزاز" الذرات، الحبيسة في مواقعها ضمن شبكة السليكون البلورية، التي تستطيع الاهتزاز حول مواضع توازنها، بالعلاقة $W = kT$. و k هو ثابت بولتسمان ويساوي $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ joules/kelvin.

[3] من هنا أتت تسمية نصف الناقل. تقع ناقلية أنصاف النواقل بين ناقلية الناقل الجيد وناقلية العازل الجيد (تساوي ناقلية السليكون $\sigma = 4 \cdot 10^{-4}\ \mathrm{S/m}$، وتساوي ناقلية النحاس $\sigma = 5.7 \cdot 10^{7}\ \mathrm{S/m}$، وتساوي ناقلية عازل جيد من قبيل البورسلان $\sigma = 2 \cdot 10^{-13}\ \mathrm{S/m}$).

التيار مع ارتفاع درجة الحرارة وتزداد معها الضياعات الحرارية I^2R، فيؤدي ذلك إلى مزيد من الارتفاع في درجة الحرارة).





الشكل 1.4: (أ) تُري البنية البلورية الشديدة الانتظام للسليكون نصف الناقل الذرات متماسكة معاً بروابط التكافؤ التشاركية. (ب) شوْب بذرات من النوع *n* يحرِّر إلكترونات. (ج) شوْب بذرات من النوع *p* يولِّد ثقوباً.

ومن الجدير بالملاحظة أن النقل الكهربائي يحصل بالإلكترونات وبحوامل الشحنة الموجبة، التي تسمى ثقوباً والتي ينشأ الواحد منها عندما ينكسر رابط ويتحرر إلكترون (وهي ظاهرة تسمى عادة بتكوين زوج الثقب والإلكترون). أي إن تحرُّر الإلكترون يخلِّف ثقباً. ويمكن لإلكترون متحرِّر من انكسار رابط مجاور أن يقفز إلى الثقب مالئاً إياه ومخلِّفاً ثقباً آخر في مكان آخر (تسمى هذه الظاهرة بإزالة زوج الثقب والإلكترون من خلال العودة إلى الانضمام مع ذرة). لذا ينتقل الثقب ويعمل عمل جزيء ذي شحنة موجبة، له كتلة وسرعة مكافئتان. لقد ذكرنا تركيز الإلكترونات n_i في الفقرة السابقة، ويقابله تركيز للثقوب p_i مساوٍ له عند درجة حرارة الغرفة، أي إن $n_i = p_i$، و p_i هو تركيز الثقوب الطبيعي في المادة.

لتحديد ناقلية السليكون كمياً، سوف نعيد صياغة قانون أوم الوارد في المعادلة 7.1، وهو قانون ينطبق على أي نقطة داخل المادة. وللحصول على صيغة القانون في النقطة، يجب أن نستعمل كثافات من قبيل الحقل الكهربائي E وكثافة التيار J بدلاً من الجهد V والتيار I. إذا استعملنا المقاومة $R = \rho(l/A)$، المعطاة في المعادلة 6.1، في قانون أوم حصلنا على $V = R\,I = \rho(l/A)I$. وبإعادة ترتيب حدود هذه المعادلة نحصل على المعادلة $V/l = \rho(I/A)$ التي يمكن أن تُكتب بالصيغة $E = \rho J$. وحدة E هي الفولط للمتر، و J هي كثافة التيار مقدَّرة بالأمبير للمتر المربع. وتُعطي هذه العلاقة عبارة النقطة الشائعة الاستعمال:

$$J = \sigma E \tag{1.4}$$

وفيها تمثِّل الناقلية النوعية σ مقلوب المقاومة النوعية، أي $\sigma = 1/\rho$. ويمكن الآن التعبير عن الناقلية النوعية في أنصاف النواقل بدلالة مقادير مألوفة من قبيل كثافة الحوامل n، وشحنة الحامل (تساوي شحنة الإلكترون $e = 1.6\cdot10^{-19}\,\mathrm{C}$)، وحركية mobility الحامل μ، فينتُج:

$$J = e\,(n_i\,\mu_n + p_i\,\mu_p)\,E \tag{2.4}$$

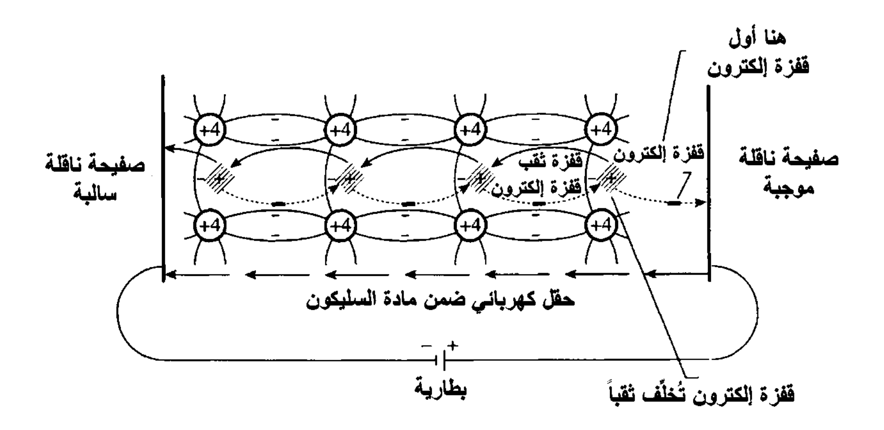
تساوي حركية الإلكترونات المقاسة في السليكون $\mu_n = 0.135\,\mathrm{m^2/V\cdot s}$، وتساوي حركية الثقوب $\mu_p = 0.0.048\,\mathrm{m^2/V\cdot s}$. ومن الواضح أن حركية الثقوب تساوي ثلث حركية الإلكترونات في السليكون، ويعود ذلك إلى أن كتلة الثقب المكافئة أكبر من كتلة الإلكترون.

المثال 1.4

حدِّد الناقلية النوعية للسليكون الصافي Si عند درجة حرارة الغرفة (300 كلفن).

نظراً إلى أن $n_i = p_i = 1.5\cdot10^{16}$ في السليكون الصافي، ينتُج:

$$\sigma = e\,n_i\,(\mu_n + \mu_p) = 1.6\cdot10^{-19}\cdot1.5\cdot10^{16}(0.135 + 0.048) = 4.4\cdot10^{-4}\,\mathrm{S/m}$$



الشكل 2.4: نقل التيار بالثقوب والإلكترونات في السليكون.

يُري الشكل 2.4 انتقال الثقوب في السليكون. تخيَّل قطعة من السليكون بين صفيحتين ناقلتين مشحونتين بجهد بطارية يساوي V. لذا يتكوَّن حقل كهربائي بين الصفيحتين اتجاهه من اليمين إلى اليسار. افترض أن إلكتروناً قد تحرَّر في السليكون بالقرب من الصفيحة الموجبة. عندئذ سوف يقفز إلى تلك الصفيحة مخلِّفاً ثقباً يقفز إليه إلكترون بعدئذ من رابط مجاور مكسور..إلخ. والنتيجة هي أن الإلكترونات تتحرك نحو اليمين (باتجاه الصفيحة الموجبة)، وتتحرك الثقوب إلى اليسار (باتجاه الصفيحة السالبة). ويتدفق تيار ما دامت ثمة طاقة كافية في البطارية للإبقاء على فرق الكمون V بين الصفيحتين.

2.2.4 أنصاف النواقل المشوبة Extrinsic semiconductors

تؤدي المقدرة على تغيير الناقلية النوعية لمادة نصف ناقلة، ضمن مجال واسع من القيم، مباشرة إلى كثير من التطبيقات المفيدة، منها الدَّيود والترانزستور. وإحدى طرائق زيادة الناقلية النوعية لنصف ناقل نقي هي تسخينه، وهي طريقة ليست عملية ولا مستساغة. أما الطريقة التي هي أفضل فهي زيادة الناقلية النوعية لنصف الناقل زيادة هائلة بإضافة ذرات شائبة (بنسبة 1: 10 ملايين عادة) (تسمى الشوائب dopents) إلى البنية البلورية الصافية. ونظراً إلى أن خصائص المادة تعتمد الآن

اعتماداً كبيراً على مقدار الشوائب، نَصِف نِصف الناقل بأنه مشوب، وذلك لتمييزه من نصف الناقل النقي الذي تعتمد خصائصه على البنية البلورية الصافية. وقد يكون من المفاجئ أن نعلم أن حتى الشَّوْب المعتدل يُنقص المقاومة النوعية بعدة مراتب.

3.2.4 أنصاف النواقل ذات الإلكترونات الحرة

n-type semiconductors

تصطَّف ذرات السليكون على شكل شبكة متكررة عالية الانتظام. وتُمسِك بها في مواضع ثابتة قوى شديدة لا تسمح لها إلا بحركة اهتزازية محدودة (تزداد بازدياد درجة الحرارة) حول مواضع توازنها. فإذا استعضنا الآن عن بعض ذرات السليكون المقيَّدة، بذرات من المجموعة V من الجدول الدوري (فوسفور، زرنيخ، أنتيموان، التي تُعرف أيضاً بالشوائب المُعطية donor impurities التي تتصف بتكافؤ يساوي 5، فإنه لن يُستعمل سوى أربعة إلكترونات تكافؤ لإكمال الروابط التكافئية المشتركة مع ذرات السليكون المجاورة. أما الإلكترون الخامس الضعيف الارتباط بالذرة، فيصبح حراً ومتاحاً للنقل الكهربائي. يُري الشكل 1.4-ب الشوائب ذات الإلكترونات الحرة *n*-type. أثناء النقل، أي عندما يجري التيار، يترك الإلكترون الفائض ذرة الرباط الخماسي مخلِّفاً أيوناً موجب الشحنة. فيقفز إلكترون من ذرة شائبة مجاورة إلى ذلك الأيون لتحييده من جديد (لاحظ أن مادة نصف الناقل يجب أن تكون محايدة نقطياً وكلياً، وإلاّ ظهرت قوى كهرساكنة تحطِّمها). ويمثِّل القفز المستمر للإلكترونات الفائضة، التي تسمى حوامل (الشحنة) الأغلبية majority carriers، آلية النقل الرئيسية في أنصاف النواقل المشوبة ذات الإلكترونات الحرة.

ويوجد أيضاً في أنصاف النواقل التي من النوع *n* عدد صغير من الثقوب الحرة (النوع *p*) التي تسمى حوامل (الشحنة) الأقلية minority carriers. وهي تتولَّد عندما تتكسَّر روابط ذرات الشبكة البلورية بالاهتزاز الحراري. أما إسهامها في تدفُّق التيار فهو ضئيل مقارنة بإسهامات الحوامل الأغلبية.

1.3.2.4 أنصاف النواقل ذات الثقوب الحرة

p-type semiconductors

بالاستعاضة عن بعض ذرات السليكون بذرات من المجموعة III من الجدول الدوري (بورون، غاليوم، إنديوم، التي تسمى أيضاً شوائب قابلة acceptor impurities)، التي توجد فيها ثلاثة إلكترونات تكافئية، تتكوَّن مواد ذات ثقوب حرة *p*-type. ونظراً إلى الحاجة إلى أربعة إلكترونات تكافئية لإكمال جميع روابط أزواج الإلكترونات المتجاورة، ينشأ ثقب في مكان الرابط الناقص. ويمكن اعتبار الثقب شحنة موجبة تنتشر أو تنجرف عبر الشبكة البلورية. ويُصبح هذا هاماً عندما يُطبَّق جهد خارجي على نصف الناقل مؤدياً إلى نشوء حقل كهربائي ضمن المادة يعمل على تحريك الثقوب. لذا يتكوَّن التيار المتولِّد في المادة ذات الثقوب الحرة من شحنات موجبة[4] في المقام الأول، تسمى بالحوامل الأغلبية. ويُري الشكل 1.4−ج الشوائب ذات الثقوب الحرة (النوع *p*).

يوجد عدد صغير من الإلكترونات الحرة في أنصاف النواقل ذات الثقوب الحرة يسمى بالحوامل الأقلية. وإسهام هذه الحوامل في التيار عديم الأهمية.

4.2.4 الناقلية في أنصاف النواقل المشوبة

Conduction in doped semiconductors

يساوي تركيز الشوائب N عادة 10^{22} ذرة معطية أو قابلة للإلكترونات في المتر المكعب، وهذا تركيز أعلى كثيراً من التركيزين الطبيعيين n_i و p_i للإلكترونات والثقوب عند درجة حرارة الغرفة ($n_i = p_i = 1.5 \cdot 10^{16}\ \text{carrires/m}^3$). ونظراً إلى

---

[4] وفقاً لما أشرنا إليه من قبل، تنشأ حركة الثقب عندما يقفز إلكترون ليحتل ثقباً موجوداً، مؤدياً إلى تكوين ثقب جديد. ومع تكرار هذه الحالة، يتحرك ثقب مسايراً لاتجاه الحقل الكهربائي باتجاه النهاية السالبة من مادة نصف الناقل. والنقطة الهامة هنا هي نشوء تيار بسبب حركة حوامل الشحنة الموجبة. وبهذا المعنى يكون بنيامين فرانكلين مصيباً: يحصل جريان التيار بالشحنات الموجبة، وقد افترض ذلك لعدم علمه في أيامه أن الإلكترونات هي حوامل الشحنة في النواقل المعدنية.

أن الذرات الشائبة توفِّر حوامل حرة، فإن العدد الكلي للحوامل الحرة في نصف الناقل المشوب ذي المادة المعطية يساوي $n = N_d + n_i \approx N_d$، حيث إن N_d هو تركيز الذرات المعطية للإلكترونات، ويساوي في المادة القابلة $p = N_a + p_i \approx N_a$، حيث إن N_a هو تركيز الذرات القابلة للإلكترونات. أما العلاقة الهامة في أنصاف النواقل المشوبة فهي $np = n_i^2$. أي إن حاصل ضرب عدد الإلكترونات بعدد الثقوب في السليكون يساوي مربع عدد الإلكترونات (أو الثقوب) في السليكون النقي. وما تنطوي عليه هذه العلاقة (التي لن نستخرجها لأنها تتضمن إحصائيات بولتسمان ومستويات فِرمي وغيرها) هو أن زيادة الحوامل الأغلبية بزيادة مستوى الشوائب سوف يُنقص الحوامل الأقلية بمقدار متناسب مع تلك الزيادة. إذن، في حالة مستوى شوْب يساوي 10^{22}، ينخفض تركيز الأقلية إلى $(1.5 \cdot 10^{16})^2 / 10^{22} = 2.25 \cdot 10^{10}$، وهذا أقل كثيراً من مستوى الحوامل الطبيعي n_i. ومن ذلك نستنتج أن الناقلية في السليكون المشوب تعود إلى حوامل الشوائب في المقام الأول. ولذا تساوي الناقلية النوعية لنصف الناقل ذي النوع n:

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p) \approx eN_d\mu_n \tag{3.4}$$

وتساوي تلك التي لنصف الناقل ذي النوع p:

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p) \approx eN_a\mu_p \tag{4.4}$$

المثال 2.4

(أ) حدِّد ناقلية السليكون المشوب بالزرنيخ والمشوب بالإنديوم عند مستوى شوْب يساوي $10^{22}\ \text{atoms/m}^3$. (ب) حدِّد مقاومة مكعب من المادة المذكورة طول ضلعه يساوي 1 mm.

(أ) يُعطي الزرنيخ مادة من النوع n تساوي ناقليتها النوعية بناء على المعادلة 3.4:

$$\sigma = eN_d\mu_n = (1.6 \cdot 10^{-19})(10^{22})(0.135) = 216\ \text{S/m}$$

ويعطي الإنديوم مادة من النوع p تساوي ناقليتها النوعية بناء على المعادلة 3.4:

$$\sigma = eN_a\mu_p = (1.6\cdot10^{-19})(10^{22})(0.048) = 76.8\ \mathrm{S/m}$$

ويتضح من ذلك أن ناقلية السليكون المشوب أكبر بنحو مليون مرة من ناقلية السليكون النقي (التي تساوي $\sigma_i = 4.4\cdot10^{-4}$، وفقاً لما وجدناه في المثال 1.4).

(ب) يُعطي قانون أوم المقاومة بـــ $R = \rho(l/A)$، حيث إن ρ هي المقاومة النوعية (مقلوب الناقلية النوعية)، و l هو طول المادة الذي يجري التيار مسايراً له، وA هي مساحة المقطع العرضاني الذي يجري التيار عبره. إذن، تساوي مقاومة المادة التي من النوع n:

$R = (1/(216\ \mathrm{S/m}))(0.001\mathrm{m}/(0.001\mathrm{m})^2) = 4.6\ \Omega$، وتساوي مقاومة المادة التي من النوع p: $R = 12.9\ \Omega$. ويتضِّح من ذلك أن المادة ذات النوع n هي ناقل أفضل من تلك ذات النوع p، وهذه نتيجة مباشرة لحركية الإلكترونات التي تفوق حركية الثقوب.

يُستنتج مما سبق أن حتى التركيز الصغير من الشوائب (يُعدُّ مستوى الشوْب $10^{22}\ \mathrm{atoms/m^3}$ صغيراً جداً مقارنة بكثافة ذرات السليكون التي تساوي $10^{28}\ \mathrm{atoms/m^3}$) يمكن أن يزيد ناقلية نصف الناقل زيادة هائلة. وتجعل حركية الإلكترونات، التي هي أكبر من حركية الثقوب بـــ $0.135/0.048 = 2.8$ مرة ضمن الشبكة البلورية، مواد النوع n مفضَّلة في التطبيقات ذات سرعات التبديل العالية التي سوف نناقشها بمزيد من التفصيل حين مناقشة ترانزستور المفعول الحقلي ذي القناة n وترانزستورات الوصلة الثنائية القطبية npn.

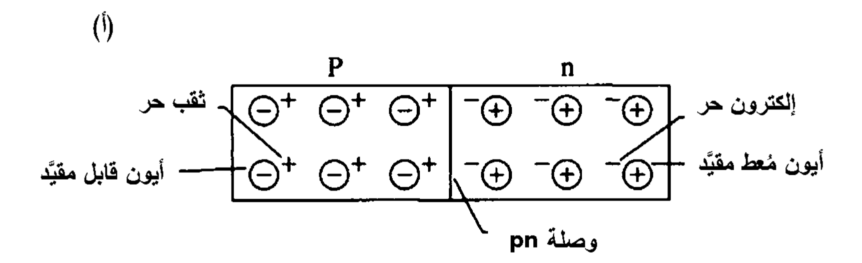
3.4 وصلة نصف الناقل (الوصلة *pn*) والدَّيود

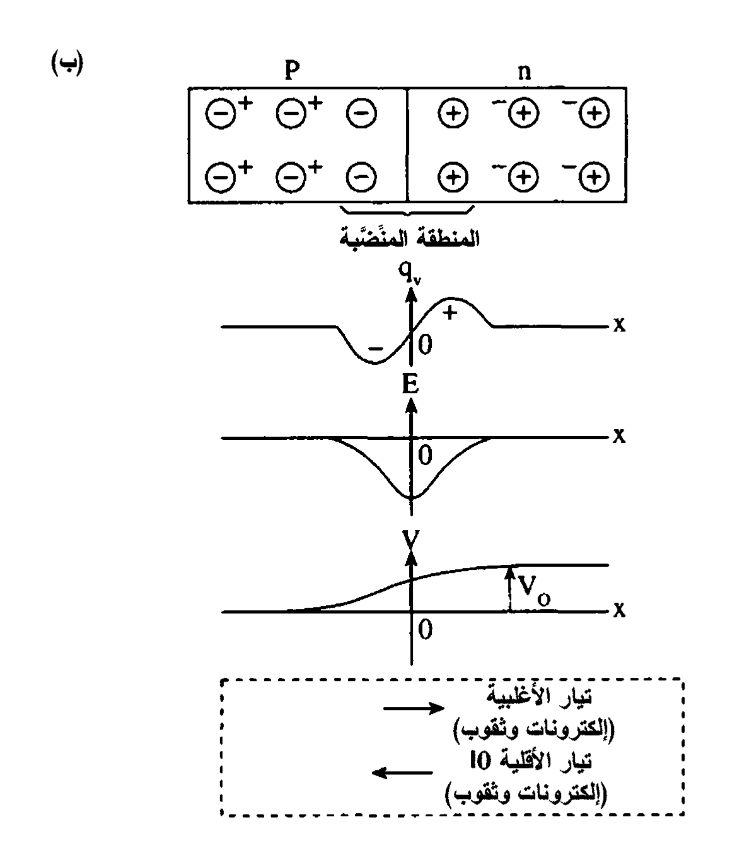
pn-Junction and the Diode-Junction and the Diode

يُري الشكل 3.4–أ قضيباً من السليكون المشوب، نصفه من النوع *p*، ونصفه الآخر من النوع *n*. بذلك تكون لدينا الآن وصلة *pn* في منتصف القضيب سوف نتحرَّى توزُّع الشحنات بالقرب منها.

يُري الشكل 3.4–أ شبكة ذرات ثابتة أو غير قابلة للتحريك على شكل أيونات (الدوائر ذات الإشارتين + و−)، وكل منها مترافق بثقب أو إلكترون واحد (+ و − من دون دوائر) للحفاظ على حيادية الشحنة. والمقادير (الثقوب والإلكترونات) الموجودة خارج الدوائر هي حوامل الشحنة الحرة التي تمثِّل التيار الكهربائي حين تحرُّكها. وبالقرب من الوصلة، يكون توزُّع الشحنة، وفق المبيَّن في الشكل 3.4–أ، غير مستقر خلال مدة قصيرة جداً في أثناء صنع الوصلة. فالشحنات الحرة على طرفي الوصلة تتحد[5] فوراً معطية توزُّع شحنات مثل التوزُّع المبيَّن في الشكل 3.4–ب. وإذا رسمنا منحني كثافة الشحنة $q_v\ (\mathrm{C/m^3})$ على طول القضيب، وجدنا أن ثمة في المنطقة *p* القريبة من الوصلة أيونات سالبة قابلة، وفي الطرف الآخر منها أيونات موجبة معطية. وهذه الأيونات هي جزء من الشبكة الذرية ولا تستطيع الحركة. إلا أن ما تفعله هو منع المزيد من حركة الشحنات الحرة، لأن الثقوب في المنطقة *p* ترى الآن شحنات موجبة على الطرف الآخر من "الحدود" ولذا لا تتحرك باتجاه المنطقة *n*. وعلى غرار ذلك تنفر الإلكترونات في المنطقة *n* من الشحنات السالبة الموجودة في الطرف الآخر من الوصلة. وهذا هو توزُّع الشحنات في كل دَيود جديد لم يتصل بشيء بعد صنعه.

[5] عندما تتحد الشحنات المتعاكسة تتفانى معاً محرِّرة طاقة، وتبدو الأمور وكأن تياراً ضعيفاً قد جرى مدة قصيرة. ويمكن للطاقة المتحررة أن تكون ضوءاً مرئياً على غرار ما يحصل في الدَّيود المشع للضوء الذي يُشع ضوءاً مستمراً، أخضر أو أحمر أو بأي لون آخر، من الوصلة في أثناء مرور تيار دائم يدعم الاتحاد المستمر للإلكترونات والثقوب عند الوصلة.





الشكل 3.4: (أ) توزُّع شحنات حرة غير مستقر في وصلة جديدة. (ب) توزُّع شحنات مستقر في وصلة *pn* مع منحنيات كثافة الشحنة والحقل الكهربائي والكمون. ويُري الشكل السفلي تساوي تياري الانتشار والجرف في وصلة دَيود غير موصول بشيء.

ويأتي مباشرة تحت منحني كثافة الشحنة في الشكل 3.4–ب الحقل

الكهربائي E الذي نحصل عليه من الصيغة التفاضلية لقانون غوص Gauss، أي من $dE/dx = q_v/\varepsilon$، حيث يحصل الاشتقاق بالنسبة إلى x وفقاً لمحور القضيب، و ε هو ثابت (سماحية السليكون إذن، تتناسب تغيُّرات كثافة الشحنة مباشرة مع ميل منحني الحقل الكهربائي، أو يتناسب الحقل الكهربائي مع تكامُل كثافة الشحنة ($E \propto \int q_v dx$). ويعني الحقل الكهربائي السالب أن E متجه في الاتجاه السالب لـ x (من اليمين إلى اليسار، أو من الأيونات الموجبة في المنطقة n إلى الأيونات السالبة في المنطقة p). إذن، كما استنتجنا في الفقرة السابقة، يعاكس الحقل الكهربائي في الوصلة حركة الأغلبية ويعزِّز حركة الأقلية التي لا يوجد منها إلا القليل (إلكترونات في المنطقة p وثقوب في المنطقة n). وعلى ما يبدو، غدت الأمور معقدة: فقد أصبح لدينا الآن أربعة تيارات في الوصلة هي تيار الأغلبية (الذي يسمّى أيضاً تيار الانتشار) المكوَّن من ثقوب وإلكترونات، وتيار الأقلية (الذي يسمى أيضاً تيار الجرف) المكوَّن من ثقوب وإلكترونات. ومن حسن الطالع أنه يمكننا في معظم الحالات العملية إهمال تيار الجرف بسبب ضآلته، برغم أنه يساعد كثيراً على فهم وصلة نصف الناقل.

ويأتي تحت منحني الحقل الكهربائي منحني تغيُّرات الكمون أو حقل الجهد V على طرفي الوصلة. لدينا من المعادلة 3.1: $E = -dV/dx$ التي تنص على أن الحقل الكهربائي يساوي المعدَّل السالب لتغيُّر الجهد V مع المسافة، (أو $V = -\int E\,dx$). ويتبيَّن من المنحني أن حقل الجهد يتزايد حين الانتقال من المنطقة p إلى المنطقة n. وما هذا إلاّ تأكيدا لنفور الثقوب من الانتقال من المنطقة p إلى منطقة ذات كمون موجب أعلى. وعلى غرار ذلك، تُصدُّ الإلكترونات بواسطة الكمون الأكثر سلبية في المنطقة p. لكن ما هو أهم من ذلك هو أننا حصلنا الآن على كمون القفز V_0 عَبْر الوصلة، الذي يساوي 0.7 فولط في السليكون (و 0.2 فولط في الجرمانيوم. تذكَّر أننا ذكرنا في الفصل السابق أن الدَّيود يتصف في حالة الانحياز الأمامي بكمون تماس أو جهد إزاحة يساوي 0.7 فولط يجب على جهد الانحياز الأمامي الخارجي تجاوزه كي يصبح الدَّيود ناقلاً.

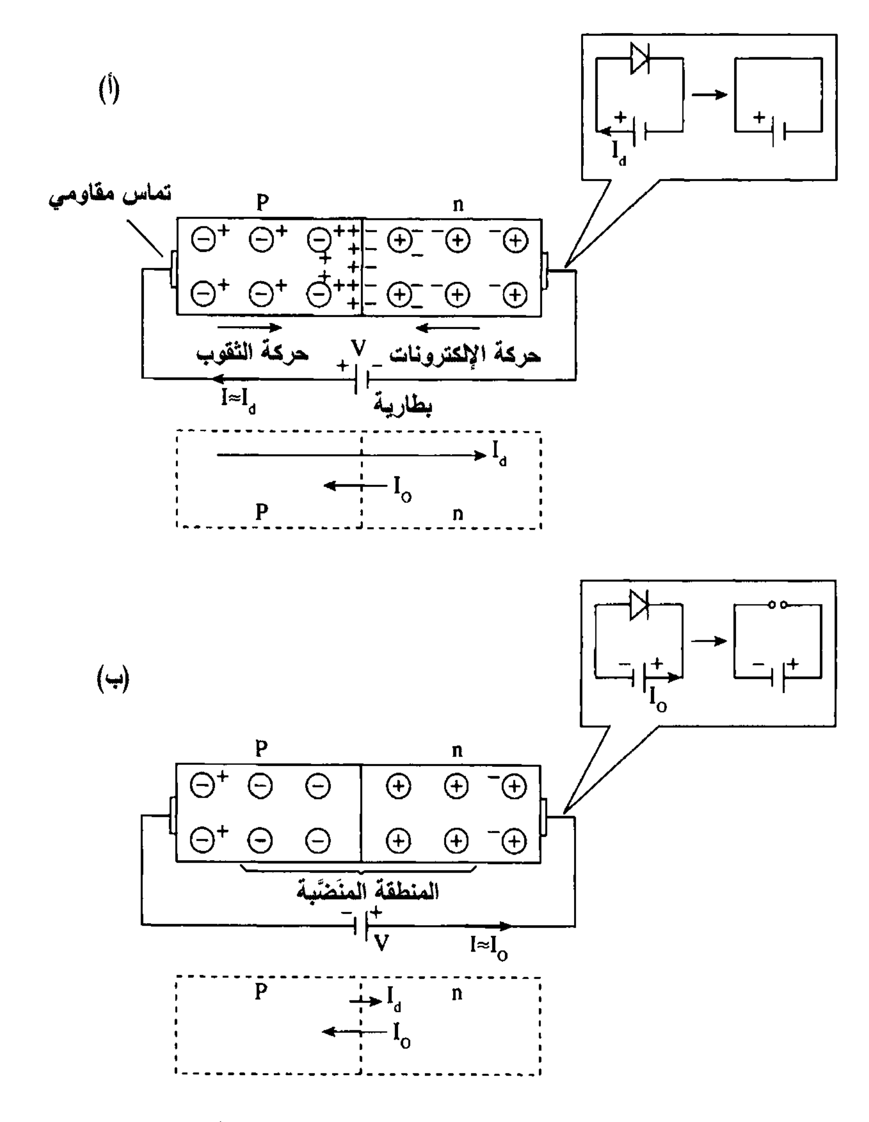
ويجب أن يكون قد أصبح واضحاً الآن أن هذا الجهد ناجم عن الحقل الكهربائي الداخلي في المنطقة المنَضَّبة[6] depletion zone.

تأخذ المنطقة المجاورة للوصلة صفة النضوب من كونها مقفرة من حوامل الشحنة الحرة. وبهذا المعنى تكون منطقة غير ناقلة، بل صفيحة عازلة رقيقة بين نصفي قضيب السليكون p و n. وسوف نبيِّن الآن أن الأحداث التي تجري في هذه المنطقة هي مفتاح فهم وظيفتي الدَّيود والترانزستور. فحين وجود انحياز أمامي، يصبح الدَّيود ناقلاً لأن جهد الانحياز الأمامي يُغرق المنطقة المنَضَّبة بحوامل الشحنة الحرة، أما عندما يكون الانحياز عكسياً، فيتحول الدَّيود إلى دارة مفتوحة لأن المنطقة المنَضَّبة تزداد نضوباً من الحوامل، أي إن تلك المنطقة تتوسَّع. دعنا الآن نقدِّم مزيداً من التحليل.

1.3.4 الانحياز الأمامي Forward bias

إذا وصلنا بطارية جهدها V فولط بطرفيْ وصلة pn بحيث يتصل قطب البطارية الموجب بالطرف p من الوصلة (موجب مع موجب)، ويتصل قطب البطارية السالب بالطرف n من الوصلة (سالب مع سالب)، وفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 4.4–أ.

[6] يمكن الآن طرح السؤال التالي: هل نستطيع استعمال الوصلة pn منبعَ تيار؟ على سبيل المثال، إذا وصلنا مقاومة، أو حتى دارة قصَر (سلك عديم المقاومة) مع طرفي الدَّيود، فهل يمر تيار؟ والجواب هو: لا، لأن تيار الانتشار الناجم عن أغلبية الثقوب يساوي تيار الجرف الناجم عن أقلية الثقوب (هذان التياران متعاكسان في الاتجاه). وعلى غرار ذلك، يساوي تيار الانتشار الناجم عن أغلبية الإلكترونات تيار الجرف الناجم عن أقلية الإلكترونات. والنتيجة عدم جريان أي تيار. يجب أن ننتبه مرة أخرى إلى أن تيار الجرف هو حركة (ناجمة عن حقل الوصلة الكهربائي) لشحنات الأقلية المتولِّدة حرارياً، في حين أن تيار الانتشار هو حركة شحنات الغالبية عبر الوصلة بسبب تراكيزها العالية على طرفي الوصلة (وهذا مشابه لحالة اختلاط غازين منفصلين حين وضعهما في حيِّز واحد). ولا توجد فرصة لتجاوز حاجز الشحنة المعاكسة وعبور الوصلة إلا لدى حوامل الأغلبية ذات الطاقة الحرارية العالية التي توازن حوامل الأقلية المتولِّدة حرارياً والمنجرفة عبر الوصلة. وإذا لم تقتنع بذلك، أمكنك طرح السؤال عمَّا يحصل لكمون تماس الوصلة V_0 حين وضع قصَر على طرفي الوصلة. تخيَّل الأمر على النحو التالي: بدلاً من قصْر الوصلة، افترض أن القضيب قد حُني بحيث يتماس طرفا المنطقتين p و n الخارجيان. بذلك نكون قد كوَّنا وصلة pn جديدة جهد التماس فيها V_0 يساوي ويعاكس جهد الوصلة الأصلية. لذا لا يوجد كمون على طول محيط الحلقة، ولا يوجد تيار.



الشكل 4.4: (أ) يزيد الانحياز الأمامي للوصلة الحوامل الأغلبية كثيراً، ومن ثَمَّ تيار الأغلبية. (ب) يُنَضِّب الانحياز العكسي الوصلة من الحوامل كلياً تاركاً تيار الأقلية I_0 فقط.

حقنت البطارية ثقوباً في المنطقة *p* وإلكترونات في المنطقة *n*[7]. يسمى هذا بالانحياز الأمامي forward biasing للوصلة *pn*. والنتيجة هي أن الوصلة تُغرَق بالحوامل،

[7] في الواقع سوف تسبب البطارية زيادةً في إلكترونات الجانب *n* ونقصاً في إلكترونات الجانب *p* حيث يمكن اعتبار هذا النقص زيادةً في الثقوب.

فتعبُر الإلكترونات والثقوب الوصلة استجابة إلى انخفاض كمون الوصلة (الذي يساوي الآن $V_0 - V$) وتتحد معاً[8]. ويجري نتيجة لذلك تيار أغلبية قوي (تيار انتشار) في الدارة المكونة من الوصلة والبطارية ما دامت البطارية محتوية على طاقة كافية للحفاظ على هذا التيار. إن إغناء المنطقة المنَضَّبة من حوامل الشحنة بوفرة من تلك الحوامل يجعلها منطقة ناقلة، وقد أوضحنا ذلك في الجزء المقتطع من الشكل 4.4–أ، حيث مثَّلنا الدَّيود المنحاز أمامياً (الصورة الأولى) بدارة قصَر (الصورة الثانية). وقد استعملنا في المقتطع رمز الدَّيود (—▷|—) للتعبير عن الوصلة *pn*.

هذه هي الآلية الأساسية التي يمكن بها للدَّيود، الذي يعمل مبدالَ فصل ووصل، أن يكون في حالة الوصل. ويمكن للدَّيود الانتقال بين الحالتين بسرعة كبيرة، أي خلال مُدَد من رتبة النانو ثانية. إلا أن تيار الأقلية لا يتأثر عموماً بأي جهد خارجي V يُطبَّق على الوصلة، فبضعة الحوامل الأقلية التي تتولَّد حرارياً تخضع لكمون الوصلة الداخلي (الذي يزداد أو ينقص تبعاً لـــ V) وتتجرف عبر الوصلة.

2.3.4 الانحياز العكسي Reverse bias

يؤدي وصل قطب البطارية الموجب مع الجانب n من الوصلة، ووصل قطبها السالب مع الجانب p، وفق المبيَّن في الشكل 4.4–ب، إلى مزيد من ابتعاد الإلكترونات والثقوب عن الوصلة، ومن ثَمَّ إلى توسعة المنطقة المنَضَّبة. ويزيد الانحياز العكسي كمون التماس جاعلاً إياه $V_0 + V$ عند الوصلة، وهذا ما يزيد من ارتفاع حاجز الطاقة أمام الحوامل الأغلبية. والنتيجة هي تكوُّن منطقة عازلة بين الطرفين p و n لا يمكن مرور تيار عبرها. لكنْ ما هو العازل؟ إنه منطقة خالية من حوامل الشحنة الحرة. وقد أشرنا إلى ذلك في مُقتطَع الشكل 4.4–ب حيث يمثِّل الدَّيود المنحاز عكسياً دارة مفتوحة.

لولا وجود تيار جرف الأقلية الضئيل في حالتي الانحياز الأمامي والعكسي لكانت الوصلة *pn* دَيوداً مثالياً تقريباً، أي مبدال فصل ووصل متحكَّم فيه بالجهد. إذن،

[8] تنص فيزياء الحالة الصلبة solid state physics على أن الجهد V على طرفي الوصلة لا يمكن أن يتجاوز V_0 (ولذا يبقى جهد الوصلة $V_0 - V$ موجباً) حتى لو كان الجهد الخارجي V أكبر من V_0.

ليس الدَّيود المنحاز عكسياً دارة مفتوحة، بل إن تيار الجرف الضئيل، الذي يسمى عادة تيار التشبع العكسي reverse saturation current I_0، والذي يمثِّل التيار الوحيد في حالة الانحياز العكسي، هو الذي يجعل الدَّيود ذا مقاومة محدودة، وإنْ كانت كبيرة (من رتبة ملايين الأومات). وتيار الجرف هذا ضئيل جداً، ويساوي 10^{-12} أمبير في السليكون و 10^{-6} أمبير في الجرمانيوم. وهذه الصفة وحدها هي التي جعلت السليكون مفضَّلاً على الجرمانيوم لاستعماله في الدَّيودات والترانزستورات.

3.3.4 معادلة المقوِّم Rectifier equation

لقد أصبحنا الآن جاهزين لاستخراج علاقةٍ كميةٍ للتيار في الوصلة *pn*، تلك العلاقة المعروفة بعلاقة الدَّيود. في حالة الانحياز العكسي، يجري عبر الوصلة تيار جرف ضئيل هو تيار التشبُّع العكسي I_0، ويمنع جهد الانحياز العكسي تيار الحوامل الأغلبية من الجريان. ووفقاً لقانون بولتسمان، يُعطى تيار التشبُّع العكسي بـــ:

$$I_0 = K \exp(-eV_0/kT)$$

حيث إن K هو ثابت يعتمد على الشكل الهندسي للوصلة، و k هو ثابت بولتسمان ويساوي $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K. أما في حالة الانحياز الأمامي، فيكون تيار الانتشار موجوداً، إلى جانب I_0، بشدة كبيرة، ويُعطى وفقاً لقانون بولتسمان بـــ:

$$I_d = K \exp(-e(V_0 - V)/kT)$$

لكن تيار الانتشار وتيار الجرف متعاكسان، ولذا يساوي تيار الوصلة الكلي:

$$I = I_d - I_0 = Ke^{-eV_0/kT}(e^{eV/kT} - 1) = I_0(e^{eV/kT} - 1) \qquad (5.4)$$

ويساوي تيار الوصلة الكلي I مجموع تيار الثقوب I_h وتيار الإلكترونات I_e، أي $I = I_h + I_e$. أما معادلتا I_h و I_e فهما نفس المعادلة 5.4. على سبيل المثال، يساوي تيار الثقوب الفرق بين تيار انتشار الثقوب وتيار جرفها، أي $I_h = I_{h,d} - I_{h,0}$، وينطبق الشيء نفسه على تيار الإلكترونات $I_e = I_{e,d} - I_{e,0}$.

بإمكاننا استقصاء المعادلة السابقة الآن عند درجة حرارة الغرفة التي

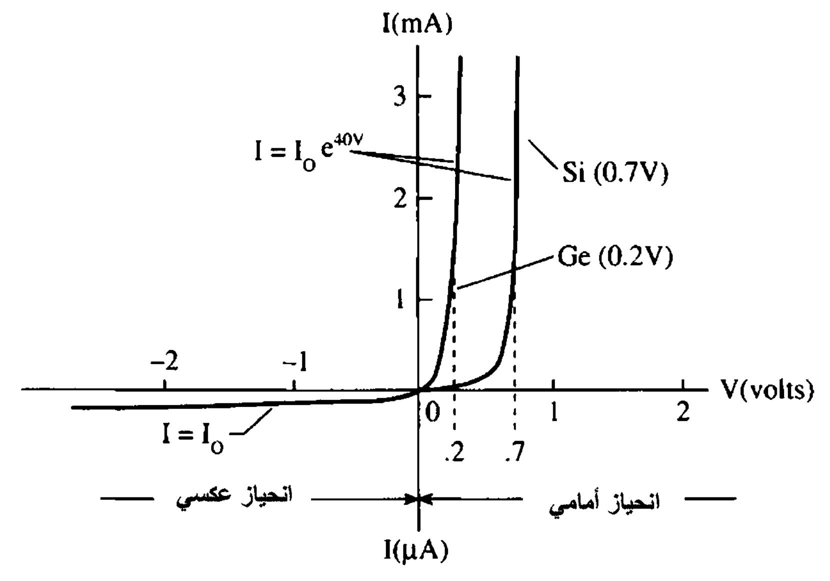
تساوي $(T = 68^\circ \text{F} = 20^\circ \text{C} = 293\,\text{K})$. حينئذ، يكون $e/kT = 40\,\text{V}^{-1}$، وتتبسَّط المعادلة 5.4 لتصبح:

$$I = I_0(e^{40V} - 1) \qquad (6.4)$$

على سبيل المثال، ومن دون تطبيق جهد خارجي على الوصلة، أي عندما $V = 0$، نجد أن $I = 0$، وهذا هو المتوقَّع. وفي حالة الانحياز العكسي، أي عندما يكون $V < 0$، تُختزل المعادلة 6.4 إلى $I \approx -I_0$، لأن الحد الأسِّي أصغر كثيراً من الواحد (حتى لو كانت قيمة الجهد صغيرة. فمثلاً عندما يكون $V = -0.1\text{V}$، فإن الحد الأسِّي يكون $1 \ll 0.02 = e^{-4}$). أما في حالة الانحياز الأمامي، أي عندما $V > 0$، فيُهيمن الحد الأسِّي ويُعطي $I \approx I_0 e^{40V}$ (حتى لو كانت قيمة الجهد صغيرة مثل $V = 0.1\text{V}$، فإن $1 \ll 55 = e^4$). يُري الشكل 5.4 منحنيات معادلة المقوِّم.

لم نُرِ في الشكل 5.4 منطقة انهيار الدَّيود الذي يحصل عندما يتجاوز جهد الانحياز العكسي الجهد العكسي الأعظمي المحدَّد للدَّيود. يساوي هذا الجهد للدَّيودات الشهيرة 1N002 و 1N004 و 1N007: 100 فولط و400 فولط و1000 فولط. وللاطلاع على منحنٍ يتضمن منطقة الانهيار، انظر الشكل 1.3–ب.

إذن ليس الدَّيود مبدال فصل ووصل مثالياً متحكَّماً فيه بالجهد، بل هو تجهيزة تمرِّر تياراً في اتجاه أكبر كثيراً من التيار الذي تمرِّره في الاتجاه الآخر. والطريقة السهلة لمعرفة قطبية الدَّيود هي قياس مقاومته في أثناء الانحياز الأمامي والعكسي. باستعمال مقياس أوم (مقاومة) تماثلي (يقيس المقاومة بتطبيق جهد صغير على طرفي التجهيزة المرغوب في قياس مقاومتها، ويُحدِّد التيار الناتج، ومن ثَمَّ تُمثِّل نسبة الجهد المطبَّق إلى التيار الناتج المقاومة)، نصِل موصِلَيْ المقياس بطرفي الدَّيود، ونقرأ قيمة المقاومة، ثم نعكس وضعيتي الموصِلين ونقرأ المقاومة مرة أخرى. مثلاً، تساوي مقاومة الترانزستور الصغير (1N4004) الأمامية بضعة أومات، وتساوي مقاومته العكسية ملايين الأومات.



الشكل 5.4: خصائص الجهد والتيار لوصلة *pn* (تيار الدَّيود بدلالة الجهد المطبَّق عليه).

المثال 3.4

بافتراض أن تيار الانحياز العكسي I_0 لدَيود من السليكون يساوي عند درجة حرارة الغرفة 10^{-12} A، (أ) احسب التيارات عند جهود الانحياز التالية: 0.1− فولط، و 0.1 فولط، و0.5 فولط. (ب) بافتراض أن درجة حرارة الدَّيود قد ارتفعت بمقدار 30 درجة مئوية، احسب التيارات الجديدة الموافقة لنفس جهود الانحياز.

(أ) تُعطي المعادلة 6.4 عند الجهد 0.1V− التيار:

$$I = I_0(e^{-4} - 1) \approx -I_0 = -10^{-12}\text{ A}$$

وتعطي عند الجهد 0.1V التيار:

$$I = I_0(e^{4} - 1) \approx 55 I_0 = 55\,\text{pA}$$

وتعطي عند الجهد 0.5V التيار:

$$I = I_0(e^{20} - 1) = I_0 \cdot 0.485 \cdot 10^{9} = 0.49\text{ mA}$$

(ب) إذا ارتفعت درجة الحرارة بـــ 30 درجة مئوية، تغيَّر المقدار e/kT ليصبح $(e/kT)(293/(293+30)) = 40(293/323) = 36.3$. لذا تصبح قيمة I_0 عند درجة الحرارة الجديدة، بناء على $I_0 = K\exp(-eV_0/kT)$:

$$I_0 = 10^{-12} \exp(V_0(40-36.3)) = 10^{-12} \exp(2.59) = 13.3 \cdot 10^{-12} \text{ A}$$

حيث استُعملت القيمة $V_0 = 0.7\,\text{V}$ بوصفها كمون التماس. باستعمال هذه العلاقة نجد أن تيار التشبُّع العكسي يزداد بمقدار 13 مرة حين ارتفاع درجة الحرارة بمقدار 30 درجة مئوية. لكنْ يجب الانتباه الآن إلى أن استعمال هذه العلاقة لحساب تغيُّرات I_0 مع تغيُّرات درجة الحرارة موضع تساؤل. فثمة علاقة واسعة القبول وتقوم على بيانات تجريبية كثيرة، تنص على أن I_0 يتضاعف مع كل زيادة في درجة الحرارة تساوي 10 درجات. لذا فإن التقدير الأكثر دقة لتيار التشبُّع العكسي الجديد يمكن أن يُعطى بـــ $I_0 = 10^{-12} \cdot 8 = 8\,\text{pA}$، لأن ازدياد درجة الحرارة بـــ 30 درجة مئوية يُضاعف التيار 3 مرات، أي إن التيار يزداد بمقدار 8 مرات.

بناء على ذلك نجد أن التيار الأمامي الموافق لجهد الانحياز 0.1 فولط عند درجة الحرارة 50 مئوية يساوي $I = I_0(e^{3.63}-1) = 8 \cdot (37.7-1) = 294\,\text{pA}$، أي إنه يزداد كثيراً مقارنة بقيمته التي تساوي 55 بيكو أمبير عند درجة حرارة الغرفة.

وبالمثل، نحصل في حالة الجهد 0.5 فولط على $I = I_0(e^{36.3 \cdot 0.5}-1) = 0.61\,\text{mA}$، وهي قيمة أكبر من الـــ $0.49\,\text{mA}$ المحسوبة عند درجة حرارة الغرفة.

4.4 الوصلة *pn* والترانزستور

pn-Junction and the Transistor

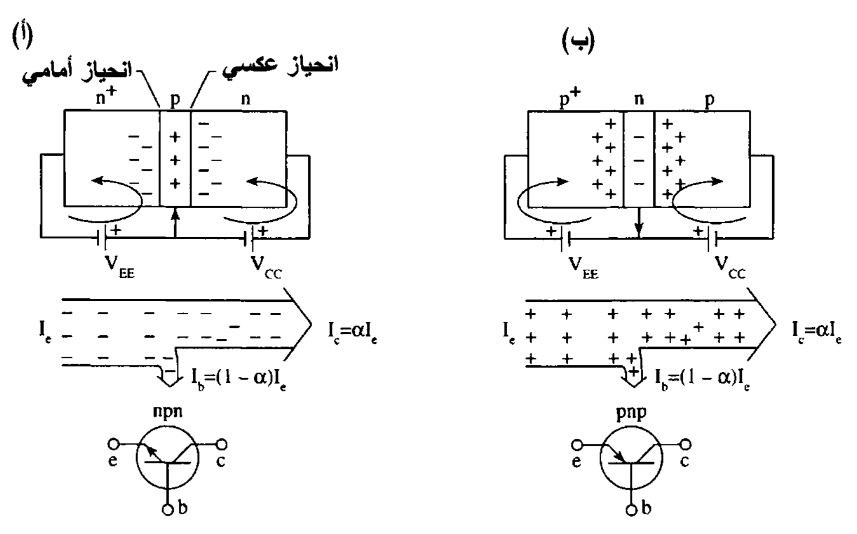
1.4.4 ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية

Bipolar junction transistor (BJT)

الآن، وبعد أن فهمنا طريقة عمل الوصلة *pn*، يجب أن يكون فهم الترانزستور أمراً سهلاً. يُري الشكل 6.4 ترانزستور *npn* وآخر *pnp* مع تيار الأغلبية في كل منهما ورمزيهما المعتمَدين في الدارات. يسمى هذا الترانزستور بترانزستور الوصلة الثنائية القطبية bipolar junction transistor BJT، وأتت صفة ثنائية القطبية من كون كل من الثقوب والإلكترونات مشاركة في آلية عمل الترانزستور (برغم أننا غالباً ما سوف نهمل إسهامات تيار الأقلية الضعيف). وتُسمى

منطقة الدخل بالباعث emitter، والمنطقة الوسطى بالبوابة gate، ومنطقة الخرج بالمجمِّع collector. وثمة في هذا النوع من الترانزستورات وصلتان، إحداهما هي وصلة الدخل، وهي منحازة أمامياً دائماً، ووصلة الخرج، وهي منحازة عكسياً دائماً. وتضمن قطبية البطاريتين الانحياز الصحيح: في حالة الانحياز الأمامي في الترانزستور *npn*، يُوصَل الطرف السالب من البطارية V_{EE} مع الباعث الذي من النوع *n* (أي يوصل *n* مع *n*)، ويُوصَل طرفها الموجب مع القاعدة التي من النوع *p* (أي يوصل *p* مع *p*)، وفي حالة وصلة الخرج المنحازة عكسياً، يُوصَل قطب البطارية V_{CC} الموجب مع جانب الوصلة *n*، ويُوصل قطبها السالب مع الجانب *p*.

يمثِّل الرسم السفلي من الشكل 6.4 رمز الترانزستور. ولتمييز الترانزستور *npn* من الترانزستور *pnp*، نرسم سهماً يتجه باتجاه جريان تيار الانحياز الأمامي. وقد يكون من الملائم الآن تذكير الطلاب بأن اتجاه التيار وفقاً للعرف الشائع، وبفضل بنيامين فرانكلين، هو اتجاه جريان الشحنات الموجبة. لذا فإن صورة الترانزستور *pnp*، الذي تمثِّل فيه الثقوبُ أغلبية، أقل تعقيداً. أما فيما يخص الترانزستور *npn*، فإن سهمي اتجاهي التيار وجريان الإلكترونات متعاكسان.



الشكل 6.4: (أ) ترانزستور *npn* مكوَّن من وصلتي *pn* متعاكستين وموصول مع بطاريتي الانحياز (الشكل العلوي). ويُري الشكل الأوسط جريان الحوامل الأغلبية، ويُري الشكل السفلي رمز هذا الترانزستور. (ب) أشكال مناظرة تخص الترانزستور *pnp*.

ما هي المبادئ الأساسية التي يقوم عليها عمل الترانزستور؟ دعنا أولاً نقول إن الباعث يقدِّم حوامل شحنة لتيار الترانزستور، ولذا تصبح منطقة الباعث مشوبة جداً (يُرمز للمناطق المشوبة جداً بـــ +: n^+ في الترانزستور *npn* وp^+ في الترانزستور *pnp*). وكي يعمل الترانزستور جيداً، يجب أن يصل التيار I_e، المحقون في القاعدة من قبل وصلة الدخل المنحازة أمامياً، إلى المجمِّع بدون أي نقص تقريباً[9]. ولضمان أن بضعة حوامل الشحنة فقط، التي تصل إلى منطقة القاعدة، هي التي تتحد مع حوامل الشحنة المعاكسة في تلك المنطقة، فإن شوْب منطقة القاعدة يكون ضعيفاً، وتكون هي رقيقة جداً. وهذا ممثَّل بالسهم الضيِّق المتجه نحو الأسفل في الرسم الأوسط في الشكل 6.4 والذي يمثِّل تيار القاعدة الصغير I_b الناجم عن الاتحاد. يمكننا الآن تلخيص الفوارق بين الدَّيودات والترانزستورات بالقول:

- *الدَّيود*: اتحاد كثيف عند الوصلة المنحازة أمامياً.
- *الترانزستور*: اتحاد قليل عند وصلة الباعث المنحازة أمامياً لأن منطقة المركز رقيقة (1 مكرون تقريباً) وضعيفة الشوْب، ولذا فإن معظم الحوامل الأغلبية الخارجة من الباعث لا يتحد في منطقة القاعدة، بل يتابع سيره إلى منطقة المجمِّع حيث تكون أغلبية مرة أخرى.

ترانزستور القاعدة المؤرَّضة The grounded-base transistor

يُرمز لتيار الأغلبية، أي تيار الإلكترونات في الترانزستور *npn* وتيار الثقوب في الترانزستور *pnp*، الواصل إلى المجمِّع بـــ I_c. وتُعطى كفاءة نقل الشحنة من الباعث إلى المجمِّع بـــ α، أي:

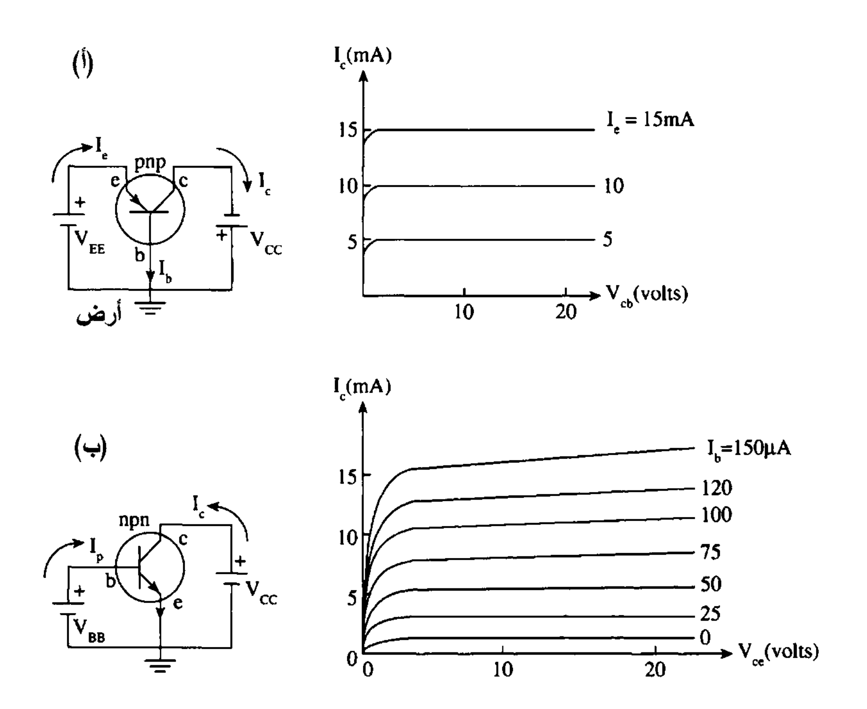
$$I_c = \alpha I_e \tag{7.4}$$

[9] إذا كان الأمر كذلك (أي $I_c = I_e$)، فإنه لن يكون ثمة تضخيم تيار، إلا أن لدينا إمكان لتضخيم الجهد والاستطاعة لأن نفس التيار الذي يجري عبر وصلة الدخل (الباعث) المنحازة أمامياً والمنخفضة المقاومة، يجري أيضاً عبر وصلة الخرج (المجمِّع) العالية المقاومة. لذا فإن تيار الخرج هذا يحمل مقداراً من الاستطاعة أكبر كثيراً مما تحمله إشارة التحكُّم. وبهذه الطريقة يكون الترانزستور قادراً على التضخيم.

يُري الشكل 7.4–أ دارة لقياس تيار مجمِّع ترانزستور مؤرَّض القاعدة (كذاك المبيَّن في الشكل 6.4). ومنه يتضح أن تأثير تغيير V_{cb} في I_c ضئيل جداً. فمنحنيات المجمِّع مستقيمة ومتجانسة التباعد ولا تحتوي إلا على قليل من المعلومات الجديدة، مؤكِّدة من حيث المبدأ أن α قريبة من الواحد ($\alpha \approx 0.99$، أي إن تيار المجمِّع يساوي تقريباً تيار الباعث). إن الترانزستور المؤرَّض القاعدة، والذي يمثِّل فيه الباعث والمجمِّع المدخل والمخرج، لا يُضخِّم التيار ولا يُستعمل إلا نادراً وفي حالات خاصة. والترانزستور المؤرَّض المجمِّع أيضاً يتصف بخواص معينة مفيدة أحياناً.

ترانزستور الباعث المؤرَّض The grounded-emitter transistor

إن أوسع تشكيلات الترانزستور استعمالاً في الدارات الإلكترونية هي تشكيلة



الشكل 7.4: (أ) خصائص مجمِّع شائعة للترانزستور *pnp* في حالة القاعدة المؤرَّضة. (ب) خصائص مجمِّع شائعة للترانزستور *npn* في حالة الباعث المؤرَّض.

الباعث المؤرَّض المبيَّنة في الشكل 7.4–ب. ونظراً إلى أن I_b هو تيار الدخل

الآن، من الممكن تكبير التيار (لاحظ أن $I_b \ll I_e$ عادة). وفي هذه الحالة، يُعتبر ربح التيار β أكثر فائدة من مردود التيار α. ويُحسب الربح بجمع تياري الترانزستور، أي $I_e = I_b + I_c$، ثم التعويض عن I_e باستعمال العلاقة 7.4، فينتُج $I_c/\alpha = I_b + I_c$. وبإعادة ترتيب هذه العلاقة ينتُج $I_c = (\alpha/(1-\alpha))I_b$، وتنتُج العلاقتان المنشودتان التاليتان:

$$I_c = \beta I_b \tag{8.4}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{9.4}$$

تقع قيم β الخاصة بمعظم الترانزستورات بين 50 و 1000. وعندما تكون β معلومة أو قابلة للقراءة من منحنيات خواص المجمِّع، غالباً ما تُستعمل العلاقة 8.4 في حسابات الدارات الإلكترونيات.

يُري الشكل 7.4–ب منحنيات شائعة لخواص المجمِّع، ومنها يتبيَّن أنه عندما يزيد V_{ce} على 1 فولط، تغدو منحنيات المجمِّع مستقيمة ومستقلة تقريباً عن V_{ce}، أي إن أي زيادة إضافية لـــ V_{ce} لا تؤثِّر إلا قليلاً في تيار المجمَّع I_c الذي يبقى ثابتاً عند قيمة معينة لـــ I_b. وتوحي المنحنيات الأفقية المستقيمة أن الترانزستور يعمل عمل منبع تيار ثابت، حيث يمكن تغيير تيار الخرج I_c (الذي يُقدَّر بالميلِّي أمبير) بتغيير تيار الدخل I_b (الذي يُقدَّر بالمكرو أمبير) الأصغر منه كثيراً. إذن، أصبحت لدينا الآن إمكانية كبيرة لتضخيم للتيار (I_c/I_b) إضافة إلى التحكُّم في تيار الخرج I_c بواسطة تيار القاعدة I_b، أي إن I_c يزداد ويتناقص مع تزايد وتناقص I_b. إذن، يعمل الترانزستور المؤرَّض الباعث منبع تيار متحكَّماً فيه.

أخيراً، يجب أن نتذكَّر أن هبوط الجهد على وصلة الدخل المنحازة أمامياً يجب ألاّ يقل عن $V_{be} = 0.7\,\text{V}$ في ترانزستور السليكون كي يكون في حالة الوصل، ويجب أن يكون جهد بطارية الانحياز V_{BB} أكبر من هذا الجهد. وعندما يتجاوز الجهد بين وصلة القاعدة والباعث تلك القيمة، ولو بمقدار ضئيل، يزداد تيار القاعدة I_b بسرعة وفق المبيَّن في الجزء المنحاز أمامياً من الشكل 5.4

(لاستعمال هذا الشكل في هذه الحالة، افترض أن المحور العمودي هو محور I_b، وأن المحور الأفقي هو محور V_{be}). إذن، حين استعمال الترانزستور مضخماً مع تغيُّر تيار الدخل ضمن مجال معين (بنسبة 10 إلى 1)، يتغيَّر الجهد بين القاعدة والباعث بمقدار ضئيل فقط حول 0.7 فولط. وسوف تكون هذه المفاهيم أكثر وضوحاً حينما نستقصي المضخمات الترانزستورية.

ليس ثمة من فارق هام بين عمل الترانزستور ***npn*** والترانزستور ***pnp*** باستثناء تبديل قطبيَّتي البطاريتين ومبادلة الكلمة "موجب" بالكلمة "سالب"، والكلمة "ثقب" بالكلمة "إلكترون". أما عملياً، فتهيمن الترانزستورات ***npn*** لأن الإلكترونات تستجيب للإشارات على نحو أسرع من استجابة الثقوب الثقيلة التي تتكوَّن منها الحوامل الأغلبية في الترانزستورات ***pnp***. نشير إلى أننا أهملنا تيار الأقلية في كلا النوعين من الترانزستورات، لأن تيار التشبُّع العكسي I_0 لا يساوي سوى جزء ضئيل جداً من تيار المجمِّع.

المثال 4.4

باستعمال خصائص مجمِّع الترانزستور المؤرَّض الباعث المبيَّن في الشكل 7.4–أ، احسب ربح التيار β.

باستعمال المنطقة العليا من المنحنيات، نحسب ربح التيار وفق ما يلي:

$$\beta = \Delta I_c / \Delta I_b = (15.5 - 13)\,\text{mA} / (150 - 120)\,\mu\text{A} = 83.3$$

وإذا استعملنا المنطقة السفلى حصلنا على:

$$\beta = (3 - 1.5)\,\text{mA} / (25 - 0)\,\mu\text{A} = 60$$

وهذا يبيِّن أن الترانزستور ليس خطياً بالقدر الظاهر في المنحنيات. لكنْ إذا كان عمل الترانزستور في بعض الدارات الإلكترونية محصوراً في منطقة صغيرة من المنحنيات، فإن معرفة قيمة β الخاصة بتلك المنطقة يمكن أن تكون هامة، لأنه يمكن اعتبار الترانزستور حينئذ خطياً.

2.4.4 ترانزستور المفعول الحقلي

The field effect transistor (FET)

ثمة صنف آخر من الترانزستورات يُعرف بترانزستور المفعول الحقلي field effect transistor FET. وبرغم أن هذا الترانزستور أبسط من حيث المفهوم، فإن اختراعه لم يحصل إلا بعد اختراع ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT. وخلافاً للأخير الذي يُعتبر مضخِّم تيار (مع تدفق ملحوظ للتيار في حلقة الدخل)، يتصف الـــ FET بأنه مضخِّم جهد من حيث الجوهر، أي إن عامل التحكُّم في الدخل هو الجهد (حيث لا يمر عملياً أي تيار في حلقة الدخل). وبهذا المعنى يكون الـــ FET مماثلاً للصمام الإلكتروني المخلَّى القديم العهد الذي كان مضخِّم جهد أيضاً.

يُري الشكل 8.4–أ مقطعاً عرضانياً لترانزستور FET بأبسط أشكاله. يتألَّف الترانزستور من قضيب من مادة من النوع n، تغلِّفه حلقة من مادة من النوع p. ويُسمى طرفا القضيب بالمصرف drain والمنبع source، وتُسمى الحلقة بالبوابة. وإذا وُصِلت بطارية V_{DD} بطرفي القضيب، مرّ فيه تيار I_d لأن القضيب يعمل كمقاومة قميتها تتحدَّد بـــ $R = \rho l / A$، حيث إن ρ هي مقاومة القضيب النوعية، و l طوله، وA مساحة مقطعه العرضاني. الآن، وخلافا لترانزستور الوصلة الثنائية القطبية، نجعل وصلة الدخل منحازة عكسياً بوصل بطارية انحياز V_{GG} وفق المبيَّن في الشكل (p مع n و n مع p). فتولِّد الوصلة المنحازة عكسياً منطقة منَضَّبة غير ناقلة بين القناة n والحلقة p، مقلِّصة في المحصِّلة عرض القناة، أي مساحة المقطع العرضاني A الذي يمر عبره التيار I_d. وفي الواقع، إذا كان جهد البوابة V_{gs} كبيراً بقدر كاف، فإنه يمكن أن يضيِّق القناة كلياً خانقاً إيَّاها بحيث لا يمر أي تيار فيها. ويُعرف هذا الجهد باسم منسجم مع هذه الظاهرة هو جهد القطع $V_{gs(\text{off})}$ أو جهد الخنق V_p pinch off (الذي يساوي -5V في الشكل 8.4–د). لذا سوف يكون جهد الإشارة المطبَّقة على وصلة الدخل المنحازة عكسياً فعّالاً جداً في التحكُّم في جريان تيار الحوامل الأغلبية في القناة. ومن هذا نستنتج أن ترانزستور المفعول الحقلي يعمل عمل مقاومة متغيرة بين المنبع والمصرف

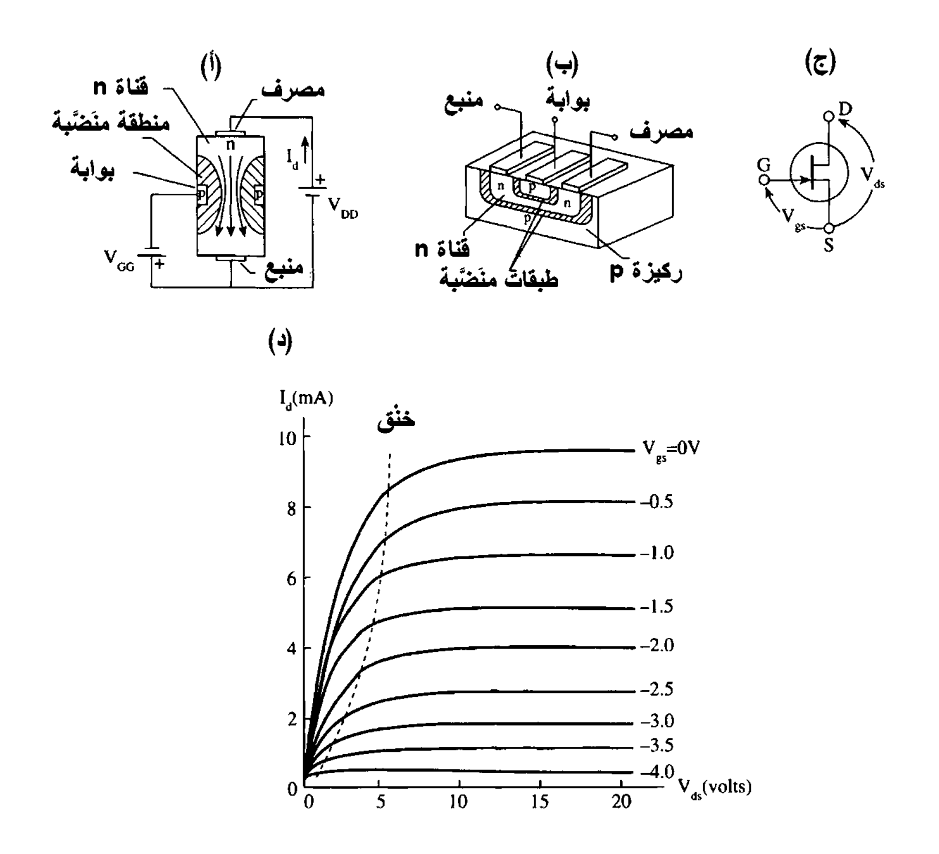
تتحكّم في تيار الخرج على نحو متزامن مع تغيُّرات إشارة الدخل. يُضاف إلى ذلك أنه ليس على إشارة الدخل أن تقدِّم أي استطاعة إلى دارة الدخل المنحازة عكسيا (تساوي مقاومة بوابة الدخل ملايين الأومات)، ولذا يمكن تحقيق ربح جهد واستطاعة كبيرين. يُري الشكل 8.4–ب مخططاً لترانزستور FET حديث صغير الحجم صُنع بتقانة ترسيب طبقات سليكون متعددة مختلفة الشوائب. ويُري الشكل 8.4–ج رمز الـــ FET (ينعكس اتجاه السهم في حالة القناة p). لاحظ أن اتجاه السهم هو اتجاه تدفق التيار عبر الوصلة المنحازة أمامياً، وهو اتجاه منسجم مع العرف المعتَمد في ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية.

ويُري الشكل 8.4–د خصائص المصرف لترانزستور FET ذي قناة n. رُسمت في الشكل منحنيات الجهد والتيار الموافقة لقيم V_{gs} الواقعة بين 0 و V 4–، وذلك بتغيير الجهد المطبَّق بين المصرف والمنبع V_{ds} بين 0 و V 20 لكل منحنٍ. ويمكن استعمال " الركبة " في المنحنيات للتمييز بين منطقتين مختلفتين، منطقة المقاومة، ومنطقة التشبُّع حيث تصبح المنحنيات مستقيمة وأفقية دالَّةً على أن الترانزستور يعمل عمل منبع تيار متحكَّم فيه بالجهد (هذه هي منطقة عمل الترانزستور الطبيعية التي غالباً ما تُسمى منطقة الوصل)[10].

منطقة المقاومة ($V_{ds} < 4\,\mathrm{V}$). هذه هي المنطقة التي يعمل فيها الـــ FET عمل المقاومة المتغيرة التي تخضع إلى قانون أوم، أي إن منحنيات التيار والجهد تغدو أقل ميلاً مع ازدياد جهد الانحياز السالب المطبَّق على البوابة، مشيرة إلى ازدياد مقاومة القناة. على سبيل المثال، عندما يكون $V_{gs} = 0\,\mathrm{V}$، يُعطي ميل المنحني مقاومة تساوي $\Delta V/\Delta I = 4\,\mathrm{V}/10\,\mathrm{mA} = 400\,\Omega$. وعندما يكون $V_{gs} = -3\,\mathrm{V}$، يزداد تضيُّق القناة وتصبح مقاومتها $\Delta V/\Delta I = 4\,\mathrm{V}/1.5\,\mathrm{mA} = 2667\,\Omega$. إذن، في حالة الجهود الصغيرة بين المصرف والمنبع، يحصل التحكُّم في تيار القناة بالجهد المطبَّق على البوابة.

---

[10] في حالة الـــ FET ذي القناة p، وبغية جعل الوصلة pn المكوَّنة من البوابة والقناة منحازة عكسياً، يجب أن يتغيَّر الجهد بين البوابة والمنبع V_{gs} بين الصفر وقيم موجبة.



الشكل 8.4: (أ) ترانزستور FET ذو قناة *n*. (ب) ترانزستور FET حديث ذو قناة *n*. (ج) رمز الــ FET في الدارة. (د) خصائص التيار والجهد (خصائص المصرف) لــ FET ذي قناة *n*.

منطقة التشبُّع أو منطقة التيار الثابت ($4\,V < V_{ds} < 20\,V$). إن شرح ما يحصل في هذه المنطقة أعقد قليلاً. أولاً علينا أن نُدرك أن V_{ds} يجعل الوصلة منحازة عكسياً أيضاً. فمثلاً، عندما يكون $V_{gs} = 0\,V$، أي عندما تكون البوابة موصولة مباشرة مع المنبع، فإن الجهد V_{DD}، وفق المبيَّن في الشكل 8.4–أ، سيصل طرف البطارية الموجب بالقناة *n*، ويصل طرفها السالب بالقَبَّة التي من النوع *p* (ينطوي وصل *p* مع *n* ووصل *n* مع *p* على انحياز عكسي). ثم نلاحظ أن الجهد الذي تطبّقه البطارية على القناة *n* يتغيَّر من V_{DD} عند المصرف حتى 0 V عند المنبع. حينئذ، تكون القناة بالقرب من المصرف أكثر انحيازاً عكسياً منها بالقرب من المنبع، وهذا ما يفسِّر عدم تجانس المنطقة المنَضَّبة (التي تكون أكثر

تضيُّقاً بالقرب من المصرف) ضمن القناة. وبالعودة ثانية إلى المنحني $V_{gs}=0$ في الشكل 8.4–د، نجد أن التيار I_d يزداد حتى نحو 7 ميلِّي أمبير مع ازدياد V_{ds} كما لو كانت القناة ذات مقاومة ثابتة. ويتناقص عرض القناة عندئذ حتى تختنق تماماً عند نحو 5 فولط. ويساوي التيار عند هذا الجهد نحو 9 ميلِّي أمبير، ولا تؤدي زيادات V_{ds} حتى 20 فولط إلا إلى زيادة طفيفة في I_d. أما سبب استقرار التيار في منطقة التشبُّع، برغم زيادة الجهد، فهو ازدياد تضيُّق القناة (وازدياد المقاومة)، وهذا ما يُبقي التيار عند القيمة 9 ميلِّي أمبير تقريباً.

وفيما يخص المنحنيات الأخرى ($V_{gs}=-1,-2,-3,-4\,\text{V}$) يصل التيار إلى قيمة التشبُّع عند قيم متناقصة باطّراد (6.5 و 4 و 1.5 و 0.5 ميلِّي أمبير) لأن كل جهد سالب بين البوابة والمنبع يزيد من الانحياز العكسي للوصلة *pn*. لذا فإن القناة تكون عند $V_{gs}=-4\,\text{V}$ متضيِّقة بقدرٍ كافٍ لجعل زيادة في V_{ds} من الصفر حتى 1 فولط فقط كافية لخنقها تماماً عند نحو 0.5 ميلِّي أمبير. وأي زيادة إضافية في V_{ds} لا تزيد من تيار التشبُّع. ونستنتج من ذلك أنه عند $V_{gs}=-4\,\text{V}$ و $V_{ds}>1\,\text{V}$، يعمل الترانزستور عمل منبع تيار ثابت قيمته تساوي $I_d=0.5\,\text{mA}$، أي إن منبع التيار الثابت يبدأ العمل عندما يكون $V_{ds}\approx 1\,\text{V}$.

والخلاصة هي أن ثمة نوعين من التضيُّق مختلفان تماماً، ينجم الأول عن جهد البوابة السالب V_{gs}، وهو يمكن أن يخنق البوابة كلياً جاعلاً $I_d=0$، وينجم الثاني عن الجهد بين المصرف والمنبع V_{ds} الذي يحدُّ من التيار بالقيمة التي عند الركبة على منحنيات I_d-V_{ds}. أي إن هذا التضيُّق يسمح بجريان تيار ثابت عند مستوى التشبُّع في القناة ، لكنه لا يسمح بمزيد من الزيادة فوق ذلك المستوى (يدل على جهد التضيُّق هذا المنحني المتقطِّع في الشكل 8.4–د). ويُحدِّد التضيُّق الناجم عن V_{ds} مجال العمل الطبيعي للترانزستور (أي منطقة التشبُّع)، وهو يقع بين قيمة V_{ds} عند خط التضيُّق و20 فولط (انظر الشكل 8.4–د). بكلمات أخرى يمكن القول إن الترانزستور يكون في حالة وصل عند الجهود التي تزيد على قيمة V_{ds} التي يحصل عندها التضيُّق. والآن يمكننا تعريف جهد التضيُّق V_p بأنه مجموع جهدي البوابة والمصرف، أي $V_p=V_{gs}-V_{ds}$.

فيما يخص الـــ FET ذا القناة n المبيَّنة خصائصه في الشكل 8.4–د، $V_p \approx -5\,\text{V}$، (لاحظ أن V_{gs} سالب، وأن V_{ds} موجب في ترانزستور القناة n). ويمكن تقريب تيار المصرف في منطقة التشبُّع بـــ:

$$I_d = I_{dss}(1 - V_{gs}/V_p)^2 \qquad (10.4)$$

I_{dss} هو تيار التشبُّع عند $V_{gs} = 0$ (يساوي نحو 9 ميلِّي أمبير في الشكل 8.4–د).

في حالة الترانزستور الثنائي القطبية، كان ربح التيار β أحد العوامل الهامة. والعامل المشابه في ترانزستور المفعول الحقلي هو ناقلية العبور transconductance g_m المعرَّفة بـــ:

$$g_m = \Delta I_d / \Delta V_{gs} \qquad (11.4)$$

أي إنها تساوي نسبة تغيُّر تيار المصرف إلى تغيُّر جهد البوابة عند قيمة معينة لـــ V_{ds}. على سبيل المثال، باستعمال المنطقة الوسطى من الشكل 8.4–د نحصل على:

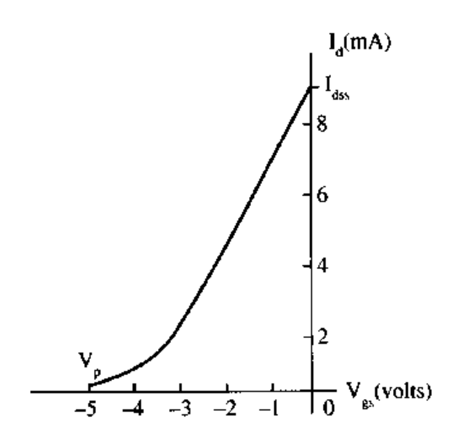
$$g_m = \frac{(6.5-5)\ \text{mA}}{(-1-(-1.5))\,V} = 3\cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

وهي قيمة شائعة في ترانزستورات المفعول الحقلي. إذن، تُحدِّد g_m كفاءة تحكُّم جهد البوابة في التيار: كلما كانت قيمة g_m أكبر، كان تضخيم الترانزستور أكبر.

3.4.4 خصائص التحويل Transfer characteristics

ثمة خصائص أخرى غير خصائص المصرف لوصف خواص الـــ FET الكهربائية هي خصائص التحويل transfer characteristics، وهي المنحنيات I_d-V_{gs} التي تُحدِّدها المعادلة 10.4. تُري هذه المنحنيات تبعية تغيُّرات تيار المصرف إلى تغيُّرات جهد البوابة الموافقة لها. ويُعطي ميل المنحني g_m، وهي تعبير عن مقدرة الترانزستور التحكُّمية: توافق قيم g_m الكبيرة تضخيماً أكبر. ويُري الشكل 9.4 خصائص التحويل لترانزستور المفعول الحقلي الذي تنطبق عليه

خصائص المصرف المبيَّنة في الشكل 8.4–د. وهذا المنحني هو قطع مكافئ يُظهر الطبيعة التربيعية للعلاقة 10.4. لاحظ أن منحني التحويل يوافق منطقة التشبُّع (أو منطقة الوصل) في الشكل 8.4–د.



الشكل 9.4: خصائص التحويل في FET ذي قناة *n*.

4.4.4 أنواع ترانزستور المفعول الحقلي الأخرى

Other types of FETs

ثمة نوعان من ترانزستورات المفعول الحقلي، أحدهما هو ترانزستور المفعول الحقلي ذو الوصلة junction FET، الذي يُرمز له عادة بـــ JFET، وهو النوع الذي استقصيناه، والذي يكون جهد بوابته سالباً دائماً إذا كانت قناته من النوع *n*، والثاني هو ترانزستور المفعول الحقلي المصنوع من نصف ناقل من أكسيد معدنيmetal oxide semiconductor MOSFET، الذي يوجد منه نمطان: نمط التنضيب depletion mode (DE MOSFET)، والنمط المحسَّن mode enhancement. والنوع الأول مشابه كهربائياً للـــ JFET باستثناء أن جهد البوابة V_{gs} يمكن أن يكون موجباً أو سالباً. أما النوع الثاني، فيعمل عموما مع V_{gs} موجب إذا كان ذا قناة *n*. يتميز ترانزستور المفعول الحقلي ذو الأكسيد المعدني MOSFET بمرونة في قطبية جهد البوابة التي تتصف بها ترانزستورات الـــ FET المختلفة، إلا أن أعظم مزاياه هي مقاومة دخله اللانهائية عمليا (يمكن

أن تصل حتى $10^{15}\,\Omega$)، التي تجعل قلة قليلة من إلكترونات تفعِّل عمله، أي إنه لا يتطلب أي استطاعة من إشارة الدخل عملياً.

وعلى غرار ما أشرنا إليه من حيث إن ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية *npn* هو السائد، فإن ترانزستورات المفعول الحقلي السائدة هي من النوع *n* أيضاً، لأن الإلكترونات أسرع استجابة من الثقوب بسبب خفتها، وهذا ما يحقِّق تبديلاً أسرع في المنظومات الرقمية واستجابات ترددية أفضل في المضخِّمات التماثلية. يُضاف إلى ذلك أن ترانزستورات المفعول الحقلي تمتاز من الترانزستورات الثنائية القطبية في الدارات المتكاملة حيث الحاجة إلى كثافة عناصر أعلى واستهلاك طاقة أقل، علاوة على عمل ترانزستورات المفعول الحقلي بوصفها مكثفات ومقاومات.

5.4 المضخِّم الترانزستوري The Transistor as Amplifier

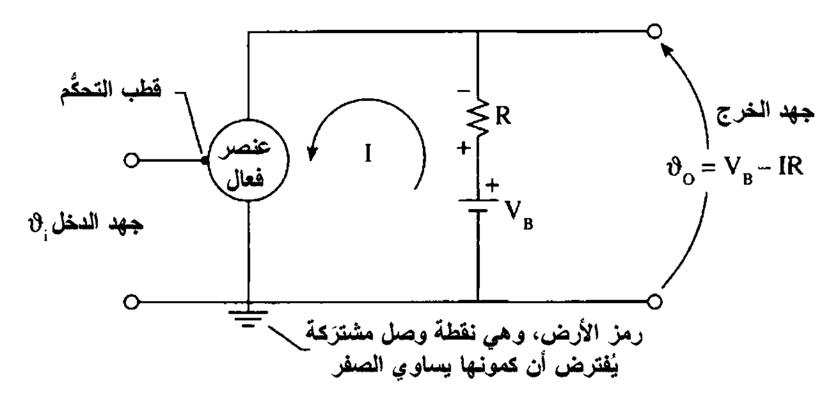
أشرنا في مقدمة الفصل الأول إلى أن المضخِّم هو تجهيزة تتكوَّن من ترانزستورات ومقاومات وملفات ومكثفات موصولة معاً. ونظراً إلى أننا درسنا دارات الـــ RLC والعناصر الفعالة التي من قبيل الترانزستور، نكون قد أصبحنا جاهزين الآن لمكاملة العناصر الفعالة وغير الفعالة في دارة تضخيم. إن الغرض الرئيسي من المضخِّم في الإلكترونيات هو تضخيم إشارة حتى مستوى مفيد (1−10 فولط)، مع الأخذ في الحسبان أن دخل المضخِّم يأتي عادة من تجهيزات إشاراتها ضعيفة، ومن أمثلتها محولات الطاقة transducer والمكرفونات والهوائيات وغيرها التي تولِّد عادة إشارات في مجال المكرو أو الملِّي فولط. وعلاوة على أن الإشارات التي في مجال المكرو فولط تحتاج إلى تضخيم، فإنها عرضة لتداخل الضجيج معها. أما عندما تصبح الإشارة في مجال الفولط، فيمكن اعتبارها منيعة على الضجيج وعلى الإشارات المشوِّشة الأخرى، وملائمة تماماً للتحكُّم في تجهيزات أخرى من قبيل دارات تشكيل الموجة ومضخِّمات الاستطاعة. وفي حالة مضخِّمات الاستطاعة التي تعطي مئات أو آلاف الواطات، ثمة حاجة إلى جهد تحكُّم كبير في دخلها.

إنه ليس من قبيل المصادفة أن نعامل المضخِّم على أنه وحدة أساسية.

فبمجرد حصولنا على مضخِّم، نستطيع أن نصنع منه كثيراً من التجهيزات الأخرى. مثلاً، المهتز هو مضخِّم مع تغذية راجعة feedback.

1.5.4 عناصر المضخِّم Elements of an amplifier

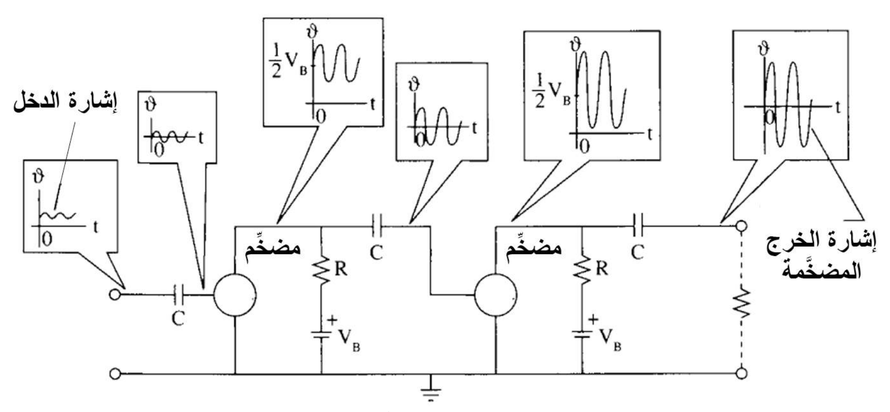
يُري الشكل 10.4 عناصر المضخِّم الأساسية الثلاثة: عنصر فعال (ترانزستور) ومقاومة ووحدة تغذية جهد مستمر من قبيل البطارية. وتوضع الإشارة التي يجب تضخيمها على قطب التحكُّم، ويُؤخذ الخرج من طرفي مقاومة وبطارية متسلسلتين. وتؤدي البطارية، التي هي منبع طاقة المضخِّم (وطاقة الإشارة المضخَّمة)، إلى جريان تيار I في حلقة الخرج. وسيُضيف جهد الدخل الذي يتحكَّم في التيار I تغيُّراتٍ إليه. يوجد لدينا الآن جهد متغير على طرفي المقاومة يحاكي جهد الدخل المتغيِّر، وما علينا سوى إثبات أنه نسخة مضخَّمة من ذلك الجهد. لاحظ أن قطبية الجهد IR الهابط على المقاومة معاكسة لقطبية جهد البطارية V_B. لذا يتغيَّر جهد الخرج v_o، الذي يساوي الفرق بين الجهد المتغير الهابط على المقاومة وجهد البطارية الثابت، ضمن المجال من 0 حتى V_B فولط فقط. أما المقاومة المتسلسلة مع البطارية فهي تشكيلة تُستعمل غالبا في الدارات الإلكترونية بوصفها طريقة مفيدة لتوليد جهد الخرج، وفي نفس الوقت، لتزويد الدارة بالطاقة.



الشكل 10.4: المكوِّنات الأساسية للمضخم هي عنصر فعّال ذو قطب تحكُّم، ومقاومة وبطارية.

ويتألَّف المضخِّم عادة من عدة مراحل تضخيم، وذلك بغية تحقيق ربح كبير لا يمكن لمرحلة واحدة أن تحقِّقه. يُري الشكل 11.4 جهدَيْ دخل وخرج مضخِّم

مؤلَّف من مرحلتين. توجد إشارة متناوبة صغيرة في الدخل، وتظهر نسخة مضخَّمة عنها في الخرج. وكي نستطيع وصل مرحلتي تضخيم من النوع المبيَّن في الشكل 10.4 على التتالي، نحتاج إلى وضع مكثفات C في دخل وخرج كل مرحلة لمنع مرور التيار المستمر وفق المبيَّن في الشكل 11.4. والغرض من المكثفة هو إزالة مركبة التيار المستمر من الإشارة المؤلَّفة من مركِّبتين مستمرة ومتناوبة، وهذا ضروري حينما تكون المركِّبة (المتناوبة) الحاملة للمعلومات هي المطلوبة في خرج كل مرحلة. ومن وظائف المكثفة الهامة أيضاً منع جهد وحدة التغذية الكبير من الوصول إلى قطب التحكُّم. على سبيل المثال، في المراحل الأولى من المضخَّم، يمكن استعمال ترانزستورات شديدة الحساسية، وهذا يعني أن جهود الدخل يجب ألا تتجاوز مجال الميلِّي فولط. ونظراً إلى أن V_B أكبر كثيراً من ذلك، فإنه يمكن أن يُشبِّع المراحل التالية ويمنعها من أن تعمل على نحو طبيعي (أو حتى يكمن أن يُتلفها). من هذا المنظور، تعمل المكثفة في تلك الحالة عمل مرشح تمرير ترددات عالية بين المراحل. أما عيب استعمال مرشح تمرير الترددات العالية بين المراحل فهو أن الترددات المنخفضة سوف تتأثَّر، حتى إن الترددات المنخفضة جداً سوف تختفي من الإشارة المضخَّمة. لذا يعمل المهندسون جاهدين لتجنب ضياع الترددات المنخفضة، وهم غالبا ما يلجأون إلى استعمال مراحل تضخيم تُربط معاً مباشرة، ولذا تكون أعلى تكلفة، ويستغنون عن المكثفات.



الشكل 11.4: إشارة متناوبة صغيرة في دخل مضخِّم ثنائي المراحل. تظهر أشكال الإشارات المكبرة في نقاط منتقاة.

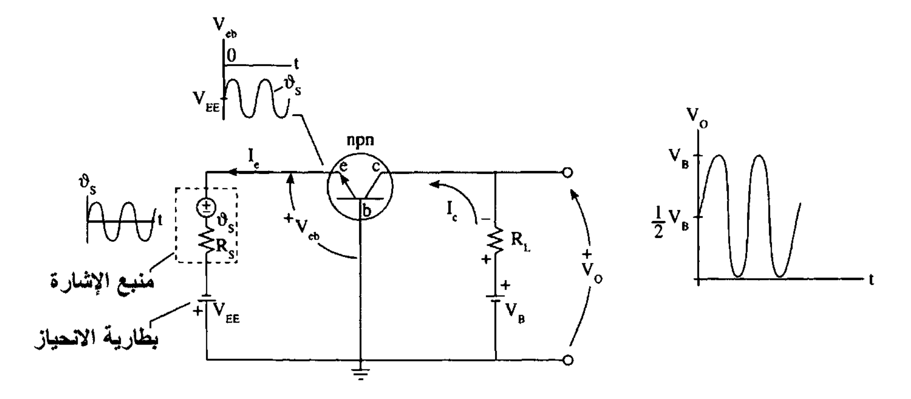
2.5.4 اعتبارات تصميمية أساسية Basic design considerations

إذا استعضنا عن العنصر الفعّال في الشكل 10.4 بترانزستور *npn*، ووضعنا في الدخل منبع إشارة متناوبة v_s تسلسلياً مع بطارية انحياز V_{EE}، حصلنا على الدارة المبيَّنة في الشكل 12.4. نسمي هذه الدارة بالمضخِّم المؤرَّض القاعدة، والغرض من البطارية هنا هو تحقيق الانحياز الأمامي للترانزستور. بافتراض أن مقاومة المنبع R_s مُهمَلة، يساوي جهد دخل الترانزستور:

$$V_{be} = -V_{EE} + v_s \qquad (12.4)$$

لتحديد المقدار الصحيح لجهد بطارية الانحياز، نجعل إشارة الدخل v_s صفراً، فيتبقّى في الدخل الجهد V_{EE} فقط. حينئذ يمر في دارة الخرج تيار مستمر $I_c \approx I_e$ معطياً جهد خرجٍ يساوي:

$$V_o = V_B - I_c R_L \qquad (13.4)$$



الشكل 12.4: مضخِّم مؤرَّض القاعدة مع إشارة دخل وإشارة خرج مضخَّمة.

من قواعد التصميم الجيد أن نختار V_{EE} بحيث يساوي جهد الخرج نصف جهد البطارية V_B عندما يكون $v_s = 0$. فإذا تحقَّق ذلك، وحين وجود إشارة الدخل، تأرجح جهد الخرج حول $V_B/2$ في الاتجاهين نحو الأعلى والأسفل، وبذلك تتضخَّم إشارة الدخل من دون أن تتشوَّه إشارة الخرج المضخَّمة. لتوضيح ذلك، دعنا نتحرَّ تغيُّرات إشارة الخرج الناجمة عن تغيُّرات إشارة الدخل. عندما يكون v_s موجباً، يكون V_{eb} أقل

سلبيةً (الشكل 12.4 والمعادلة 12.4)، ويكون انحياز الترانزستور الأمامي أقل، وهذا يقلِّل تيار الخرج جاعلاً جهد الخرج V_o أكبر من $V_{\mathrm{B}}/2$ (ويمكن لقيمته أن تصل حتى V_{B}). وعندما يكون v_s سالباً، يكون الترانزستور أكثر انحيازاً من حالة وجود V_{EE} فقط، ويُصبح جهد الخرج V_o أصغر من $V_{\mathrm{B}}/2$ لأن تيار الخرج يزداد بازدياد الانحياز الأمامي (ويمكن لقيمة V_o أن تصل حتى الصفر). يُري الشكل 12.4 جهدَ الخرج V_o المضخَّم والمتوافق بالطور مع جهد الدخل. يتضِّح مما تقدَّم أن جعل جهد الخرج مساوياً $V_{\mathrm{B}}/2$ عندما يكون $v_s = 0$، وذلك بالاختيار الملائم لجهد بطارية الانحياز V_{EE}، يسمح لإشارة الدخل v_s أن تتَّخذ أكبر مطال ممكن بدون حصول تشويه في جهد الخرج. فمثلاً، لو زدنا جهد الانحياز V_{EE} بحيث يساوي جهد خرج المضخِّم $V_{\mathrm{B}}/4$ عندما يكون $v_s = 0$، لأمكن لجهد الخرج أن يقل بنفس المقدار باتجاه الأسفل، وأن يزداد بـــ $3V_{\mathrm{B}}/4$ باتجاه الأعلى. لذا، وعندما تكون إشارة الدخل متناظرة، وكي لا يحصل تشوُّه لجهد الخرج، يجب على جهد الدخل أن يتأرجح ضمن $\pm V_{\mathrm{B}}/4$ فقط. أي إن مجال جهد الخرج بين $V_{\mathrm{B}}/2$ و V_{B} يُصبح خارج الاستعمال، وهذا ليس ذا مردود جيد.

تتصف المضخِّمات الترانزستورية ذات القاعدة المشترَكة بممانعة دخل منخفضة وربح جهد جيد، لكن من دون تضخيم للتيار. لذا تنحصر استعمالاتها في تطبيقات خاصة. فهي قابلة للاستعمال عندما تكون ممانعة منبع الإشارة منخفضة بطبيعتها، وثمة رغبة في نقل الاستطاعة العظمى.

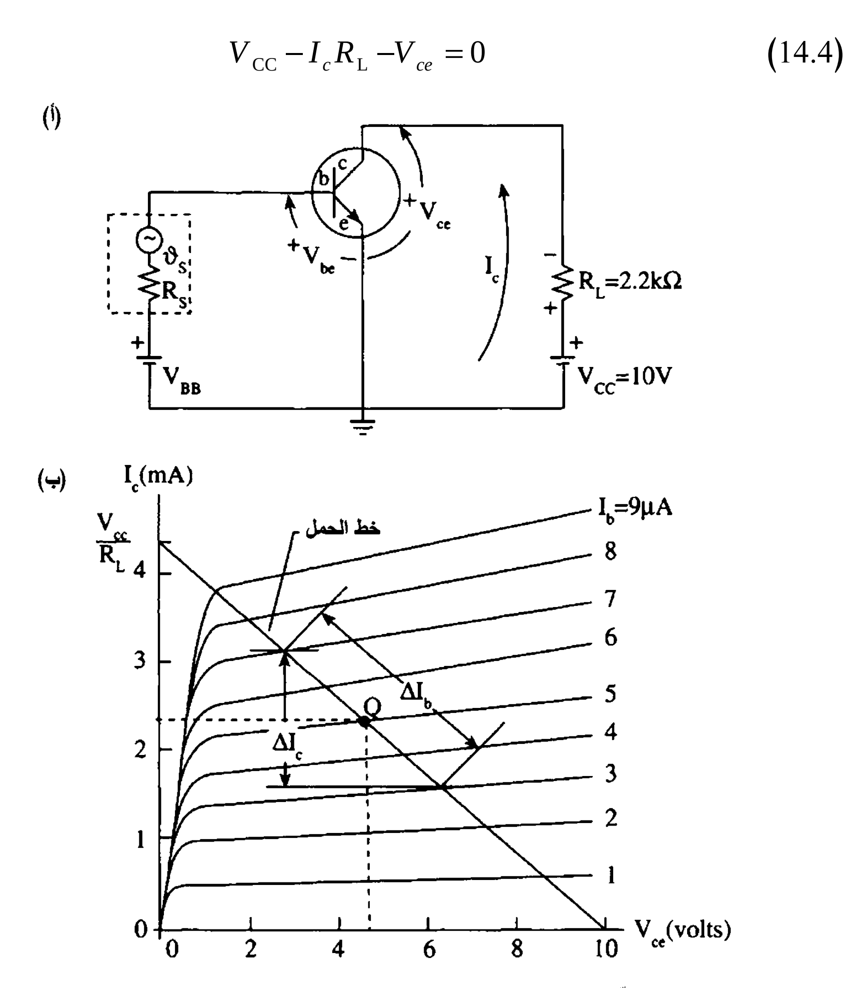
وتنطبق اعتبارات الانحياز المذكورة آنفاً على ترانزستورات المفعول الحقلي بنفس القدر أيضاً.

3.5.4 المضخِّم الباعث المشترَك The BJT as amplifier

تُستعمل تشكيلة الباعث المشترَك على نطاق واسع في المضخِّمات لأنها تجمع بين الربح العالي وممانعة الدخل الكبيرة نسبياً. يُري الشكل 13.4 مضخِّماً بسيطاً من هذا النوع مع خصائص الترانزستور.

وفق المبيَّن في خصائص الخرج (I_c-V_{ce}) في الشكل 13.4–ب، يُعتبر الترانزستور تجهيزة شديدة اللاخطية (لذا يكون عملها الطبيعي عادة في الأجزاء المستقيمة من المنحنيات التي تسمى المنطقة الخطية). أما عناصر الدارة الخارجية الموصولة مع الترانزستور، ومنها مقاومة الحمل والبطارية، فهي عناصر خطية. ويعطي وصل عناصر خطية ولاخطية معاً دارة يمكن تحليلها بواسطة قانونَيْ كيرشوف. فمثلاً، يُعطي مجموع جهود الحلقة في دارة خرج المضخِّم ذي الباعث المشترَك بـــ:

$$V_{CC} - I_c R_L - V_{ce} = 0 \tag{14.4}$$



الشكل 13.4: (أ) مضخِّم مؤرَّض الباعث. (ب) خصائص مجمِّع شائعة لترانزستور *npn*. وقد رُسم فوق منحنيات الخصائص خط حمل أُخذ من دارة الخرج في (أ).

وبإعادة ترتيب هذه المعادلة بحيث يمكن رسمها فوق خصائص الخرج المبيَّنة في الشكل 13.4–ب المكوَّنة من الإحداثيين I_c و V_{ce}، نحصل على:

$$I_c = V_{CC}/R_L - (1/R_L)\ V_{ce} \qquad (15.4)$$

وهذه معادلة خط مستقيم[11] كذاك الذي رسمناه في الشكل 13.4–ب الذي نسميه بخط الحمل load line ذي الميل $-1/R_L$. يُعطينا وضع خط الحمل فوق خصائص الخرج حلاً بيانياً لمعادلتين: واحدة تخص الترانزستور، وهي لاخطية وتتمثَّل بطائفة منحنيات I_c-V_{ce} (التي يُعتبر تمثيلها تحليلياً شديد التعقيد)، وتخص الثانية دارة الخرج، وهي خطية وتمثِّلها العلاقة 15.4. وتحدِّد نقاط تقاطع خط الحمل مع منحنيات خصائص الخرج قيم I_c و V_{ce} الممكنة التي يمكن أن توجد في دارة الخرج. فتيار الترانزستور وجهده لا يمكن أن يتخذا قيماً غير تلك التي على خط الحمل. ومن الواضح أن قيم جهد الخرج المضخَّم يمكن أن تقع، في هذا المثال، في أي مكان على خط الحمل، من $V_{ce} = 1\text{V}$ حتى 10 V، مع قيم لتيار الخرج من $I_c = 4\text{mA}$ حتى الصفر. ويُحدِّد مطال تيار القاعدة I_b الآن مكان نقطة عمل المضخِّم على خط الحمل عندما لا تكون ثمة إشارة دخل، أي حينما لا يكون في حالة تضخيم. نسمي هذه النقطة بنقطة العمل أو نقطة السكون quiescent point (*Q*-point). ويُحدِّد جهد بطارية الانحياز V_{BB} هذه النقطة، ووفقاً لمناقشتنا السابقة يجب أن تقع تلك النقطة في منتصف خط الحمل[12] تقريباً.

قد يكون من المناسب الآن استقصاء كيفية اختيار جهد البطارية ومقاومة الحمل وخط الحمل ونقطة العمل Q لتحقيق تشغيل جيد للترانزستور. لقد بدأنا في

---

[11] تذكَّر من الهندسة التحليلية أن معادلة الخط المستقيم هي $y = b + mx$، حيث تمثِّل b نقطة تقاطع الخط مع المحور y وتمثِّل m ميل الخط.

[12] كي تقع نقطة عمل المضخِّم في منتصف خط الحمل عندما يكون $v_s = 0$، يجب مرور تيار انحياز في القاعدة يساوي $I_b = 5\mu\text{A}$. لكن نظراً إلى أن التغيُّرات الضئيلة في جهد الانحياز الأمامي الذي يساوي 0.7 فولط تؤدي إلى تغيُّرات كبيرة في I_b (انظر الشكل 5.4 بالقرب من 0.7 فولط)، فإن الإشارة v_s الموجودة في المدخل سوف تتضخَّم كثيراً. وسوف نبيِّن في المثال التالي أن دارة ذاتية الانحياز أكثر فاعلية من دارة تحتاج إلى بطارية انحياز V_{BB} منفصلة.

المقطع السابق الخاص بالاعتبارات التصميمية بمناقشة بعض تلك القضايا. وإذا لم تكن ثمة أي قيود أخرى، يمكن تعريف التشغيل الجيد للترانزستور بأنه الاستعمال المثالي لمنطقة العمل المحدَّدة بمنطقة المنحنيات المستقيمة تقريباً، أي المنطقة المعرَّفة بـــ $1\,\text{V} < V_{ce} < 10\,\text{V}$ و $0 < I_c < 4.5\,\text{mA}$ في الشكل 13.4−ب. لاستعمال هذه المنطقة استعمالاً مثالياً، نختار أولاً بطارية جهدها $V_{\text{CC}} = 10\,\text{V}$. ويُحدِّد هذا الاختيار إحدى نهايتَيْ خط الحمل. ثم نختار مقاومة الحمل R_{L} بحيث يمر خط الحمل عبر "ركبة" أعلى منحنٍ لــ I_b ويتقاطع مع محور I_c عند النقطة $V_{\text{CC}}/R_{\text{L}}$. تُعطي نقطة التقاطع هذه R_{L} لأن V_{CC} معروف. إذن، يقسم خط الحمل الجيد منطقة العمل إلى نصفين تقريباً. ويُصبح الآن اختيار نقطة العمل واضحاً: يجب أن تكون في وسط خط الحمل (عند $I_c = 2.4\,\text{mA}$ و $V_{ce} = 5\,\text{V}$ في الشكل 13.4−ب، أو حيث يتقاطع خط الحمل مع منحني التيار $I_b = 5\,\mu\text{A}$ تقريبا).

يُعرَف اختيار خط الحمل وتحديد نقطة العمل بتصميم خواص الجهد المستمر للمضخِّم. وهو جزء هام من تصميم المضخِّم لأنه يُهيِّئ الساحة للتضخيم السليم لإشارة الدخل المتغيِّرة. وما لم تكن ثمة اعتبارات تصميمية أخرى غير تلك التي أوردناها آنفا للتصميم الجيد، فإن التصميم السيئ لخواص الجهد المستمر يمكن أن يؤدي إلى ضياع الاستطاعة وإلى تشويه الإشارة. فمثلاً، إذا اختير خط الحمل بحيث يقع في الجزء السفلي من منطقة العمل، فإن ذلك يعني أن ترانزستوراً أقل جودة وتكلفة يمكن أن يقوم بنفس المهمة إذا مر خط الحمل فيه عبر كامل منطقة عمله.

ويُعطي تحليل التيار المتناوب للمضخِّم المذكور آنفاً ربح التيار على شكل نسبة تيار الخرج إلى تيار الدخل:

$$G = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{(3.2 - 1.5)\,\text{mA}}{(7 - 3)\,\mu\text{A}} = 425 \qquad (16.4)$$

وإذا كانت إشارة الدخل جيبية، ظهر تيار الخرج i_o على شكل تغيُّرات جيبية في تيار المجمِّع I_c. كذلك فإن تيار الدخل يؤدي إلى تغيُّرات جيبية في I_b حول نقطة العمل. وقد رُسمت هذه التغيُّرات في الشكل 13.4−ب للقيم التي اختيرت في المعادلة

16.4. ومن الواضح أن ربح التيار في مضخِّم الباعث المشترك يكون كبيراً جداً حين استعمال خصائص مجمِّع الترانزستور *npn* المبيَّنة في الشكل 13.4–ب.

4.5.4 تصميم الانحياز الذاتي والحماية من الفَلَتان الحراري

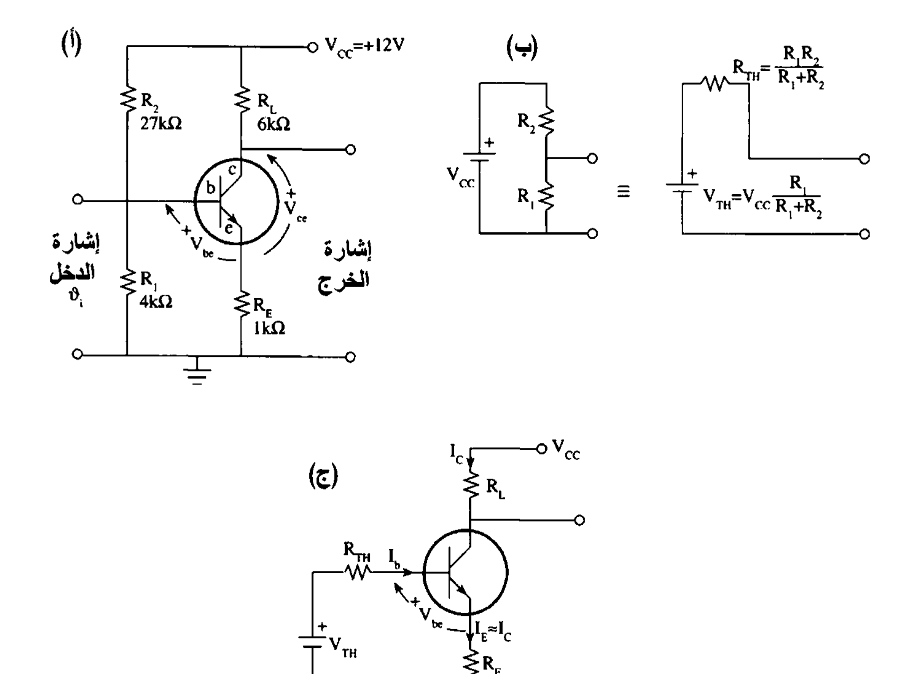
Self-bias design and thermal runaway protection

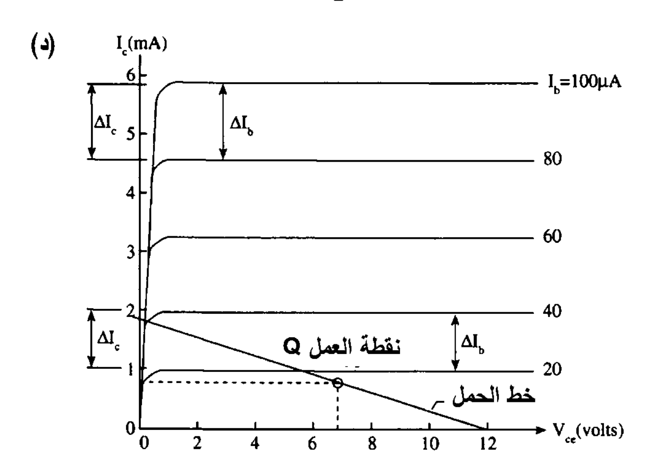
انظر في الدارة الشائعة الاستعمال المبيَّنة في الشكل 14.4–أ. لقد حذفنا البطارية وأظهرنا في الرسم نقطة أشرنا إليها بـ 12 فولط مفترضين أن ثمة بطارية بين هذه النقطة والأرضي. وهذا إجراء شائع في الدارات الإلكترونية حيث تُستعمل بطارية أو وحدة تغذية واحدة لتوفير الطاقة لجميع الدارات في الجهاز الإلكتروني. ووفقاً لما هو مبيَّن في الشكل، أُخِذ جهد الانحياز من خط التغذية العام (12 فولط)، وبذلك يُستغنى عن بطارية انحياز منفصلة. وتوفِّر دارة تجزئة الجهد المكوَّنة من المقاومتين R_1 و R_2 جهد الانحياز الأمامي للترانزستور *npn*. ويتطلَّب تحقيق الانحياز الأمامي أن يكون جهد القاعدة أكثر إيجابية من جهد الباعث بمقدار يساوي 0.7 فولط. لذا تكون R_E جزءاً من دارة الانحياز لأنها ترفع جهد الباعث حين جريان تيار المجمِّع. ويبقى الترانزستور في حالة الانحياز الصحيحة ما بقي جهد القاعدة أعلى بـ 0.7 فولط من جهد الباعث. يُضاف إلى ذلك أن هذا التركيب العملي لمقاومات الانحياز الثلاث يُوفِّر للترانزستور أيضاً حماية من الفَلَتان الحراري thermal runaway: نحن نعلم أنه عندما تزداد درجة حرارة المادة السليكونية تنخفض مقاومتها، فيزداد التيار المار فيها، مؤدياً إلى ارتفاع درجة حرارتها، وتتكرر الدورة حتى يتلف الترانزستور. لكنْ إذا حصل ذلك في دارة الشكل 14.4–أ، فإن الزيادة في الجهد الهابط على R_E نتيجة لازدياد التيار تُخفِّض جهد الانحياز الأمامي، فيقل التيار المار في الترانزستور مؤديا إلى استقرار الدارة وحمايتها من التلف.

المثال 4.5

يجب إنجاز تصميم جوانب المضخِّم الخاصة بالتيار المستمر قبل أن يُصبح قادراً على تضخيم الإشارة بواسطته. وهذا ما سوف نبيِّنه الآن لدارة مضخِّم الباعث

المؤرَّض المبيَّنة في الشكل 14.4–أ. يتحدَّد خط الحمل المرسوم فوق خصائص المجمِّع بتطبيق قانون كيرشوف للجهد على حلقة الخرج في الشكل 14.4–أ:





الشكل 14.4: (أ) مضخِّم ترانزستوري ذاتي الانحياز. (ب) مجزِّئ جهد منمذج بدارة ثِفينين. (ج) دارة تيار مستمر مكافئة لتحديد نقطة العمل في حالة جهد الدخل المستمر. (د) خصائص مجمِّع الترانزستور، مع خط الحمل ونقطة العمل الخاصين بـــ (أ).

$$I_c = \frac{V_{\mathrm{CC}}}{R_{\mathrm{E}} + R_{\mathrm{L}}} - \frac{1}{R_{\mathrm{E}} + R_{\mathrm{L}}} V_{ce} \qquad (17.4)$$

إن قيم V_{CC} و R_{E} و R_{L} معطاة في الشكل 14.4–أ، ولذا يمكننا رسم خط الحمل فوق خصائص الخرج. وما يتبقَّى هو تحديد نقطة العمل التي يجب أن تُختار في منتصف خط الحمل، أي عند $I_b \approx 17\,\mu\mathrm{A}$. ولتصميم دارة الانحياز التي تعطي تلك القيمة، نضع دارة ثِفينين المكافئة لدارة تجزئة الجهد التي تعطي جهد الانحياز. ويصبح هذا سهلاً إذا أعدنا رسم مجزِّئ الجهد وفق المبين في الشكل 14.4–ب. بالاستعاضة عن مجزِّئ الجهد في الشكل 14.4–أ بدارة ثِفينين المكافئة، نحصل على الدارة المبيَّنة في الشكل 14.4–ج التي هي أسهل تحليلاً، ونستطيع كتابة معادلة حلقة الدخل:

$$V_{\mathrm{Th}} = R_{\mathrm{Th}} I_b + V_{be} + R_{\mathrm{E}} I_c \qquad (18.4)$$

لقد قرَّبنا في هذه المعادلة تيار الباعث الذي يمر في المقاومة R_{E} بتيار المجمِّع، أي افترضنا أن $I_e \approx I_c$. ويمكن تبسيط هذه المعادلة ذات التيارين المجهولين باستعمال معادلة التصميم 8.4 الخاصة بترانزستور الوصلة الثنائية القطبية، التي تربط فيما بين المجهولين، أي $I_c = \beta I_b$، فنحصل على تيار انحياز القاعدة:

$$I_b = \frac{V_{\mathrm{Th}} - V_{be}}{\beta R_{\mathrm{E}} + R_{\mathrm{Th}}} \qquad (19.4)$$

هذه هي معادلة تصميم I_b التي يجب أن تُستعمل لتحديد نقطة العمل Q. يمكن تحديد V_{Th} و R_{Th} بالاختيار المناسب لــ R_1 و R_2، و $V_{be} \approx 0.7\,\mathrm{V}$ للترانزستور السليكوني. أما β فتتحدَّد من خصائص المجمِّع. وعندما يتحدَّد I_b، يمكن إيجاد I_c و V_{ce} عند نقطة العمل من βI_b والمعادلة 17.4، أو بقراءتهما مباشرة من خصائص المجمِّع عند نقطة العمل. (لاحظ أن ثمة استمرارية بين مضخِّم المقطع السابق المبيَّن في الشكل 13.4–أ والمضخِّم المبيَّن في الشكل 14.4–ج. فبقطع النظر عن وجود R_{E}، يكونان متماثلين إذا كان $V_{\mathrm{Th}} = V_{\mathrm{BB}}$ و $R_{\mathrm{Th}} = R_s$).

سوف ندقِّق الآن القيم المعطاة في الشكل 14.4–أ ونثبت أنها تعطي نقطة العمل المنشودة. لدينا:

$$R_{\mathrm{Th}} = 4\cdot 27/(4+27) \approx 3.5\,\mathrm{k\Omega} \quad \text{و} \quad V_{\mathrm{Th}} = (4/(4+27))\cdot 12 = 1.55\,\mathrm{V}$$

ويتحدَّد عامل الربح β من النسبة $\Delta I_c/\Delta I_b$ باستعمال منحنيات خصائص المجمِّع. إذن:

$\beta = (5.9-4.6)\,\mathrm{mA}/(100-80)\,\mu\mathrm{A} = 65$ بالقرب من أعلى المنحنيات

$\beta = (2-1)/(0.04-0.02) = 50$ في أسفل المنحنيات.

ونظراً إلى أن نقطة العمل موجودة في الأسفل، نستعمل القيمة $\beta = 50$ فنحصل على:

$$I_b = (1.55-0.7)\,\mathrm{V}/(50.1+3.5)\,k\,\Omega = 16\,\mu\mathrm{A}$$

ويعطينا هذا نقطة عمل بالقرب من منتصف خط الحمل. ويساوي تيار المجمِّع عند نقطة العمل $I_c = \beta I_b = 50\cdot 16 = 0.8\,\mathrm{mA}$. وباستعمال المعادلة 17.4 نحصل على الجهد بين المجمِّع والباعث:

$$V_{ce} = V_{\mathrm{CC}} - I_c(R_{\mathrm{E}} + R_{\mathrm{L}}) = 12 - 0.8(1+6) = 6.4\,\mathrm{V}$$

وتتطابق هذه القيم مع القيم المقروءة من خصائص المجمِّع عند نقطة العمل.

ويمكننا التحقُّق أيضاً أن الترانزستور يعمل بالانزياح الأمامي الصحيح. باستعمال الشكل 14.4–ج، يُعطي قانون كيرشوف في حلقة الدخل:

$$V_{be} = V_{\mathrm{Th}} - I_c R_{\mathrm{E}} - I_b R_{\mathrm{Th}} = 1.55 - 0.8\cdot 1 - 0.016\cdot 3.5 = 0.75\,\mathrm{V}$$

وهذه قيمة قريبة جداً من قيمة جهد الانحياز. لاحظ أن هبوط الجهد على R_{Th} مهمل لأن تيار القاعدة ضئيل جداً. إذن، يتحدَّد جهد الانحياز بصورة رئيسية بواسطة مجزِّئ الجهد المكوَّن من R_1 و R_2، وبهبوط الجهد على مقاومة الحماية من الفَلَتان الحراري R_{E}. إذن، تقوم دارة الانحياز الذاتي بحقن تيار الانحياز الصحيح في القاعدة.

الآن، وبعد تصميم المضخِّم على النحو السليم، يمكننا تضخيم الإشارة. إذا طبقنا إشارة متناوبة على الدخل، أدت إلى تغيُّر تيار الدخل I_b حول نقطة العمل بين أعلى خط الحمل (37 مكرو أمبير) وأسفله (0)، فيتغيَّر تيار الخرج I_c بين 1.7 ميلِّي أمبير والصفر. لذا يساوي ربح المضخِّم $1.7\,\text{mA}/37\,\mu\text{A} = 46$، وهذه قيمة أصغر من $\beta = 50$، لأن القيمة الأخيرة حُسِبت عند نقطة أعلى قليلاً ضمن منطقة العمل. يتصف هذا المضخِّم أيضاً بربح استطاعة وجهد. ولحساب ربح الجهد يجب أولاً تحديد العلاقة بين جهد منبع إشارة الدخل وتيار الدخل I_b.

لاحظ أننا اخترنا في هذا المثال خط حمل غير أمثلي من وجهة مناقشاتنا السابقة لأنه يمر في أسفل المنطقة الفعالة فقط. إن خط الحمل الجيد هو خط ذو زاوية ميل كبيرة (مقاومة حمل أصغر) بحيث يمر عبر ركبة المنحني $I_b = 100\,\mu\text{A}$. يجب أن يكون واضحاً أن خط الحمل هذا يقتضي استعمال قيمة مختلفة لـــ β، أي قيمة أقرب إلى القيمة 65 التي حصلنا عليها لأعلى المنطقة الفعالة.

5.5.4 الانحياز بتيار ثابت Fixed-current bias

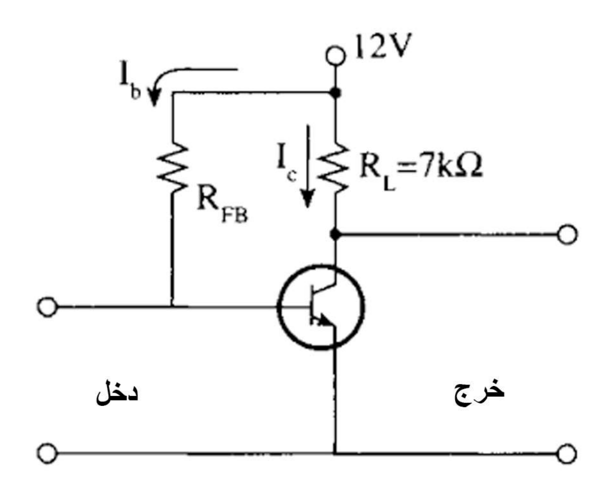
توفِّر دارة الانحياز الذاتي في المثال السابق نقطة عمل مستقرة برغم تغيُّر موسطات الترانزستور بسبب تغيُّر درجات الحرارة، أو بسبب الاختلافات التي تحصل بين القطع المنتجة كمياً. فمثلاً، يزداد I_c و β خطيا تقريباً مع ازدياد درجة الحرارة. فإذا كان استقرار نقطة العمل وانزياحها غير هامين، فإنه يمكن استعمال دارة انحياز شديدة البساطة لحقن المقدار الصحيح من تيار القاعدة الموافق لنقطة عمل معينة. والمثال التالي يوضِّح ذلك.

المثال 6.4

خُذِ المضخِّم ذا الباعث المشترك المبيَّن في الشكل 14.4–أ واستعض فيه عن دارة الانحياز بتلك المبيَّنة في الشكل 15.4، حيث استُعملت مقاومة وحيدة R_{FB} لتوفير تيار الانحياز الثابت. ولتحقيق نفس خط الحمل الموجود فوق خصائص المجمِّع المعطاة في الشكل 14.4–د، غُيِّرت مقاومة الحمل لتصبح $R_{\text{L}} = 7\,\text{k}\Omega$ في الشكل

4.15. ولتحقيق نفس نقطة العمل Q على خط الحمل، حُقِن نفس تيار القاعدة الذي يساوي 16 مكرو أمبير. ونظراً إلى أن وصلة الدخل المكوَّنة من القاعدة والباعث يجب أن تكون منحازة أمامياً، فإن الجهد بين القاعدة والباعث يساوي 0.7 فولط. لذا يجب أن تساوي مقاومة الانحياز:

$$R_{\mathrm{FB}} = (V_{\mathrm{CC}} - 0.7)/I_{b,Q} = (12-0.7)\,\mathrm{V}/16\,\mu\mathrm{A} = 706\,\Omega$$



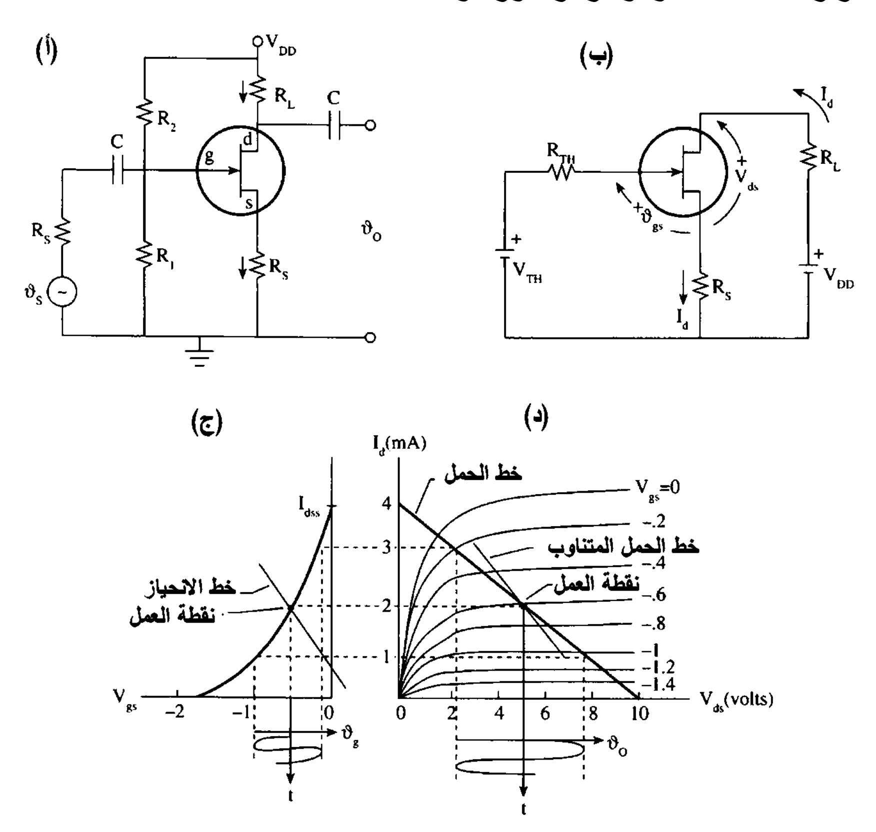
الشكل 15.4: تحقن المقاومة R_{FB} تيار انحياز يُحدِّد نقطة العمل.

6.5.4 استعمال ترانزستور المفعول الحقلي مضخِّماً

The FET as amplifier

يشابه تصميم مضخِّم الـــ FET تصميم مضخِّم ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT. فبعد اختيار الترانزستور ذي الخصائص الملائمة للتطبيق، يُجرى تصميم الجوانب ذات الصلة بالتيار المستمر. ويتضمَّن ذلك اختيار بطارية أو وحدة تغذية ملائمة، وتحديد مقاومة الحمل التي سوف تحدِّد خط الحمل، ثم تصميم دارة انحياز تعطي نقطة العمل. ويوفِّر هذا الإجراء حرية كبيرة في اختيار الموسطات، وهو غالباً نوع من الفن إلى جانب الهندسة. وبعد اكتمال تصميم جوانب التيار المستمر، يُصبح المضخِّم جاهزاً لتضخيم الإشارات.

يمكن الحصول على مضخِّم FET بالاستعاضة عن الـــ BJT في الشكل 13.4–أ بـــ FET. بعدئذ يمكن تحديد خط الحمل، الذي يعتمد على جهد التغذية وعلى مقاومة الحمل، ورسمه فوق خصائص خرج (مصرف) الـــ FET. وعلى غرار حالة الـــ BJT، وبغية تجنب استعمال بطارية منفصلة للانحياز، نستعيض عن دارة الانحياز الذاتي في الدارة 14.4–أ بدارة الاستقرار والحماية من الفَلَتان الحراري الخاصة بالـــ FET. يُري الشكل 16.4–أ مضخِّماً يستعمل JFET من الطراز 2N5459، وهو ترانزستور ذو قناة n.



الشكل 16.4: مضخِّم FET مع انحياز ذاتي. (ب) دارة تيار متناوب مكافئة باستعمال جهد ومقاومة ثِفينين لدارة الدخل (انظر الشكل 14.4–ب). (ج) خصائص التحويل و(د) خصائص الخرج للـــ JFET طراز 2N5459 ذي القناة n.

إلا أن ثمة جانباً مختلفاً في حالة ترانزستور المفعول الحقلي. فخصائصه أشد لاخطية من تلك التي للـــ BJT (ليست منحنيات الـــ FET متجانسة التباعد كمنحنيات

الـــ BJT)[13]. تذكَّر أيضاً أن ربح الـــ BJT، الذي يُحدِّد نقطة العمل، خطيٌّ ويتمثَّل بالعلاقة $I_c = \beta I_b$، في حين أن علاقة الـــ FET المناظرة هي المعادلة اللاخطية 10.4. لذا، ولتجنب الجبر المعقَّد الذي تقتضيه لاخطية هذه المعادلة، يمكننا استعمال خصائص التحويل المتمثِّلة بمنحنيات المعادلة 10.4 مع خصائص الخرج لتحديد نقطة العمل بيانياً. تُساعد هذه التقنية البيانية على فهم المسألة، إلا أن التقنية العملية حقاً هي اللجوء إلى طريقة التجربة والخطأ التي تجعل تصميم نقطة عمل الـــ FET ليس أعقد كثيراً من تصميم نقطة عمل الـــ BJT.

لاستكمال تصميم جوانب الجهد المستمر للدارة المبيَّنة في الشكل 16.4–أ، يجب تحديد قيم جميع المقاومات. ويجب ألاّ يكون ثمة تأثير لإشارة المنبع v_s في انحياز الترانزستور، ولذا يُعزل المضخِّم عن المنبع v_s من ناحية الجهد المستمر، وذلك بواسطة مكثفة الربط C (دارة تيار مستمر مفتوحة). وتضمن مكثِّفة الربط تلك أيضاً أن تيار الانحياز المستمر لا يمر إلا في القاعدة. فمن دون هذه المكثِّفة، يمكن لتيار الانحياز أن يذهب إلى منبع الإشارة بدلاً من الذهاب إلى القاعدة. وبالعودة إلى خصائص المصرف (الشكل 16.4–د)، نجد أن الخيار الجيد لجهد التغذية هو $V_{\mathrm{DD}} = 10\,\mathrm{V}$، وهذا يُحدِّد أحد طرفي خط الحمل. وكي يمر خط الحمل عبر ركبة المنحني العلوي، اختر:

$$R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{S}} = V_{\mathrm{DD}}/I_{dss} = 10\,\mathrm{V}/4\,\mathrm{mA} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$$

وتتحدَّد نقطة العمل حين تحديد ثلاثة مجاهيل هي I_d و V_{ds} و V_{gs}. حين رسم خط الحمل فوق خصائص المصرف، يمكننا أن نرى بسهولة أن نقطة العمل المنشودة تقع عند $I_d = 2\,\mathrm{mA}$، و $V_{ds} = 5\,\mathrm{V}$، و $V_{gs} = -0.6\,\mathrm{V}$. ويمكننا الآن استعمال إما الطرائق البيانية أو طرائق التقريب لإيجاد قيم المقاومات التي تحدِّد نقطة العمل المنشودة.

---

[13] إن لاخطية خصائص الـــ FET تجعله غير ملائم لتضخيم الإشارات الكبيرة. أما عندما تكون تغيُّرات الإشارة صغيرة، فيكون تشوُّه الإشارة قليلاً، لأن العمل ينحصر حينئذ في منطقة ضيقة يمكن اعتبارها خطية. لذا تكون مضخِّمات الـــ FET أكثر ملاءمة في المراحل الأولى من المضخِّمات حيث تكون الإشارة صغيرة.

7.5.4 الطريقة البيانية Graphical method

تتحدَّد معادلة خط الحمل بهبوطات الجهد المستمر في دارة الخرج التي تُعطى وفقاً لقانون كيرشوف للجهد بـــ $V_{\mathrm{DD}} = I_d R_{\mathrm{L}} + V_{ds} + I_d R_{\mathrm{S}}$. بإعادة ترتيب هذه المعادلة لتأخذ صيغة معادلة خط الحمل ينتُج:

$$I_d = \frac{V_{\mathrm{DD}}}{R_{\mathrm{S}} + R_{\mathrm{L}}} - \frac{1}{R_{\mathrm{S}} + R_{\mathrm{L}}} V_{ds} \tag{20.4}$$

وتُرسم المعادلة فوق خصائص الخرج. ولتحديد نقطة العمل على خط الحمل نحتاج إلى العلاقة بين جهد البوابة وتيار المصرف، ويمكن الحصول عليها من دارة الدخل. يُعطى مجموع هبوطات جهد دارة الدخل في الشكل 16.4−ب بـــ $V_{\mathrm{Th}} = V_{gs} + I_d R_{\mathrm{S}}$، حيث $V_{\mathrm{Th}} = V_{\mathrm{DD}} R_1/(R_1 + R_2)$ هو جهد ثِفينين و $R_{\mathrm{Th}} = R_1 R_2/(R_1 + R_2)$ هي مقاومة ثِفينين، وذلك بعد إهمال هبوط الجهد $I_g R_{\mathrm{Th}}$ لأن تيار بوابة الـــ FET ضئيل جدا. حينئذ يمكننا وضع هذه المعادلة بصيغة خط الحمل:

$$I_d = \frac{V_{\mathrm{Th}}}{R_{\mathrm{S}}} - \frac{1}{R_{\mathrm{S}}} V_{gs} \tag{21.4}$$

ورسمها فوق خصائص التحويل. حينئذ سوف يتقاطع خط الحمل مع خصائص التحويل، فتتحدَّد نقطة العمل وفق المبيَّن في الشكل 16.4−ج. بذلك يتحدَّد V_{gs} و I_d، وبإسقاط نقطة العمل أفقياً حتى التقاطع مع خط الحمل على خصائص المصرف في الشكل 16.4−د، يتحدَّد V_{ds}. ووفقاً لما يتَّضح من دراسة معادلة خط حمل الانحياز 21.4، تتحدَّد نقطة العمل بقيم المقاومات الثلاث R_1 و R_2 و R_{S}. طبعاً، تُحدَّد R_{S} ميل خط الانحياز ونقطة تقاطعه مع المحور I_d.

8.5.4 طريقة التقريب لتحديد نقطة العمل

Approximate method for the Q-point

عندما تُختار نقطة العمل و V_{Th} و R_{Th}، تتحدَّد قيم R_1 و R_2 و R_{S} بسهولة

(انظر الشكل 14.4–ب):

$$R_2 = R_{\text{Th}} V_{\text{DD}} / V_{\text{Th}} \quad \text{و} \quad R_1 = R_{\text{Th}} R_2 / (R_2 - R_{\text{Th}}) \qquad (22.4)$$

ولدينا من المعادلة 21.4: $R_{\text{S}} = (V_{\text{Th}} - V_{gs})/I_d$. يقتضي التصميم الجيد أن تكون T_{Th} في مجال الميغا أوم، لأن المقاومة الكبيرة تجعل ممانعة الدخل كبيرة وتستجر استطاعة أقل من وحدة التغذية. واجعل أيضاً V_{Th} كبيراً مقارنة بـــ V_{gs} بحيث إنه إذا اختلفت قيمة الأخير من ترانزستور إلى آخر بسبب الصنع، أو تغيَّرت مع الحرارة، تبقى مفاعيل تلك الاختلافات أصغرية.

المثال 7.4

صمِّم دارة انحياز بالجهد المستمر للشكل 16.4–أ تثبِّت نقطة العمل عند $V_{gs} = -0.6\,\text{V}$ عندما يكون $V_{\text{DD}} = 10\,\text{V}$ و $R_{\text{L}} + R_{\text{S}} = 2.5\,\text{k}\Omega$.

يُعطي اختيار القيمة 1 ميغا أوم لـــ R_{Th} و 1.2 فولط لـــ V_{Th} ما يلي:

$$R_2 = 1\,\text{M}\Omega \cdot 10\,\text{V}/1.2\,\text{V} = 8.3\,\text{M}\Omega$$

$$R_1 = 1\,\text{M}\Omega \cdot 8.3\,\text{M}\Omega/(8.3-5)\,\text{M}\Omega = 2.5\,\text{M}\Omega$$

وتساوي مقاومة المصرف: $R_{\text{S}} = (1.2-(-0.6))\,\text{V}/2\,\text{mA} = 0.9\,\text{k}\Omega$. افترضنا أن تيار المصرف عند نقطة العمل يساوي 2 ميلِّي أمبير. لذا تساوي مقاومة الحمل التي يجب استعمالها: $R_{\text{L}} = 2.5\,\text{k}\Omega - 0.9\,\text{k}\Omega = 1.6\,\text{k}\Omega$. وهذه قيم معقولة. لكنْ لو اخترنا، على سبيل المثال، 10 ميغا أوم و 3 فولط لـــ R_{Th} و V_{Th}، لحصلنا على $14.3\,\text{M}\Omega$ و $33.3\,\text{M}\Omega$ و $1.8\,\text{k}\Omega$ للمقاومات R_1 و R_2 و R_{S}، وهي قيم معقولة أيضاً فيما عدا أن R_{S} تتطلب أن تكون قيمة الحمل $0.6\,\text{k}\Omega$ فقط، وهذه قيمة صغيرة جداً لا تحقِّق ربحاً كافياً في تضخيم الإشارة.

وبرغم أن مجزِّئ الجهد المكوَّن من المقاومتين R_1 و R_2 يضع جهداً

موجباً على البوابة، فإن البوابة تنحاز سلبياً بالنسبة إلى المنبع. والسبب هو أن جهد المنبع بالنسبة إلى الأرضي أكثر إيجابية من جهد البوابة، وهذا ما يجعل القاعدة أكثر سلبية بالنسبة إلى المنبع. بالتدقيق في الدارة 16.4–أ، نجد جهد البوابة بالنسبة إلى الأرضي يساوي $V_{\rm Th}=1.2\,{\rm V}$، وأن جهد المنبع بالنسبة إلى الأرضي يساوي:

$$I_d R_{\rm S} = 2\,{\rm mA}\cdot 0.9\,{\rm k\Omega}{=}1.8\,{\rm V}$$

ولذا يكون:

$$V_{gs} = 1.2\,{\rm V} - 1.8\,{\rm V}{=}-0.6\,{\rm V}$$

وهذا هو جهد الانحياز الصحيح.

بعد أن اكتمل تصميم الجوانب المتعلقة بالجهد المستمر، أصبح المضخِّم جاهزاً لتضخيم إشارة الدخل. فإذا أعطى المنبع إشارة دخل متناوبة v_s على البوابة وفق المبيَّن في خصائص التحويل، ظهر الخرج v_o على خصائص المصرف بربح يساوي:

$$G = v_o / v_g = (7.5-2.2)/(-1-(-0.2)) = -6.6$$

أي جرى تضخيم الإشارة بمقدار 6.6 مرة مع إزاحة طورية تساوي 180 درجة عبَّرت عنها الإشارة السالبة (يتناقص جهد الخرج حين تزايد جهد الدخل، والعكس صحيح). لكننا كنا متفائلين إلى حدٍّ ما. فبالتدقيق نجد أن الجهد الهابط على $R_{\rm L}$ هو الجهد الوحيد المتاح ليكون جهد خرج، لأن الجهد الهابط على $R_{\rm S}$ ليس جزءاً من جهد الخرج. ويتضح هذا حين تحرِّي حلقة الخرج في الشكل 16.4–ب: v_o هو الجهد الثابت $V_{\rm DD}$ مطروحاً منه الجهد المتغيِّر الهابط على $R_{\rm L}$. يمكننا الحصول على الربح الصحيح برسم خط حمل متناوب مَيله معطى بـــ $-1/R_{\rm L}$ ويمر عبر نقطة العمل. ويتبيَّن من ذلك أن الربح الصحيح الذي يُعطيه خط الحمل المتناوب يساوي $G = (7-3)/-0.8 = -5$

9.5.4 انحياز الترانزستورات MOSFET

Biasing of MOSFETs

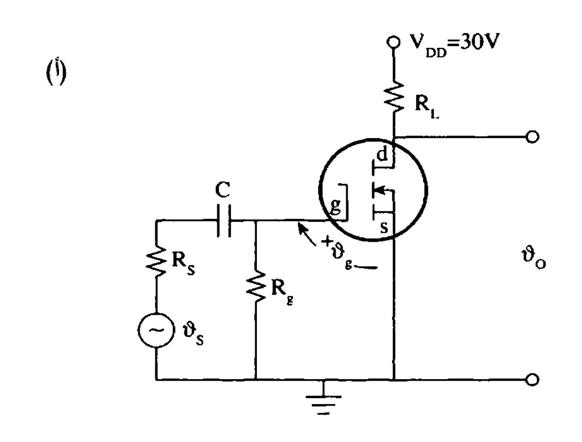
تمكِّن خواص ترانزستور المفعول الحقلي ذي نصف الناقل المصنوع من أكسيد المعدن، الذي يعمل في نمط التنضيب DE MOSFET من استعمال دارة انحياز شديدة البساطة تتألف من مقاومة واحدة R_g توصَل بين البوابة والأرضي، وفق المبيَّن في الشكل 17.4–أ. تذكَّر أن خصائص التحويل في هذا الترانزستور التي من قبيل تلك المبيَّنة في الشكل 17.4–ب تسمح بالتشغيل بجهد بوابة موجب أو سالب، وهذا يعني أن نقطة العمل يمكن أن توضع عند $V_{gs} = 0$. أما المقاومة R_g فتربط البوابة g بالمنبع v_s جاعلة $V_{gs} = 0$ فعلاً. تذكَّر أنه ما من تيار يمر عملياً في بوابة هذا النوع من الترانزستورات، ولذا لا يهبط على R_g أي جهد. أما عندما تتراكم شحنة على البوابة، فتسمح R_g لها بالتسرب إلى الأرضي من دون أن تُحدث أي أذى للبوابة. وأما الربح الذي يحقِّقه هذا المضخِّم عند $V_{\mathrm{DD}} = 30\,\mathrm{V}$ و $R_{\mathrm{L}} = 30\,\mathrm{V}/4\,\mathrm{mA} = 7.5\,\mathrm{k\Omega}$، فيمكن الحصول عليه بيانياً ويساوي $G = v_o/v_g \approx -6$. لاحظ أن معظم جهد المنبع v_s يهبط على القاعدة، أي إن $v_s \approx v_g = v_{gs}$ (نظراً إلى أن ممانعة دخل الترانزستور عالية جداً، وإلى أن قيمة المقاومة R_g في مجال الميغا أوم، يمكننا افتراض أن $R_g \gg R_s$).

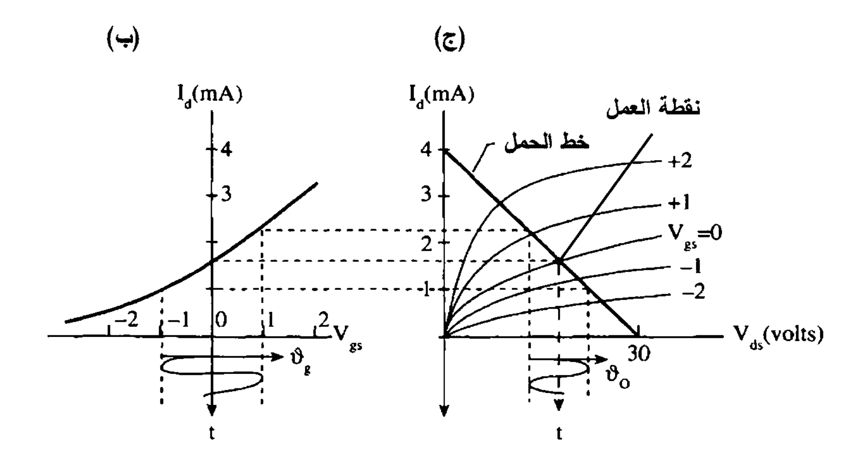
10.5.4 انخفاض الربح بسبب مقاومة الانحياز

Loss of gain due to biasing resistor

تجعل المقاومتان R_{E} و R_{S} انحياز الـــ BJT والـــ FET ونقطتي عملهما في حالة استقرار، وتقلِّصان مفعول اختلافات موسطات الترانزستورات الناجمة عن تغيُّرات درجة الحرارة (يتأثَّر عمل الترانزستور على نحو سيئ بتغيُّرات درجة الحرارة، والإجهاد الحراري هو أكثر أسباب تلف العناصر الإلكترونية شيوعاً). إلا أن مقاومة الانحياز تخفِّض ربح المضخِّم أيضاً: يجري تيار الخرج في الشكلين

14.4–أ و16.4–أ عبر مقاومة الحمل R_L ومقاومة الانحياز. وتظهر الإشارة المضخَّمة مجزَّأة على كل من هاتين المقاومتين، مع أن جهد الخرج المفيد هو ذاك الذي يظهر على R_L فقط.





الشكل 17.4: (أ) مضخِّم يُستعمل فيه ترانزستور DE MOSFET. (ب) خصائص التحويل و(ج) خصائص المصرف التي تُري خط الحمل وإشارة متناوبة مضخَّمة.

أما الجزء الذي يظهر على مقاومة الانحياز، أي V_B، فليس متوافقا طوريا مع جهد الدخل v_i، ولذا يُقلِّص الجهد الوارد إلى الترانزستور. ويمكن إيضاح ذلك بما يلي. يساوي الجهد الوارد إلى الترانزستور في الشكل 14.4–أ:

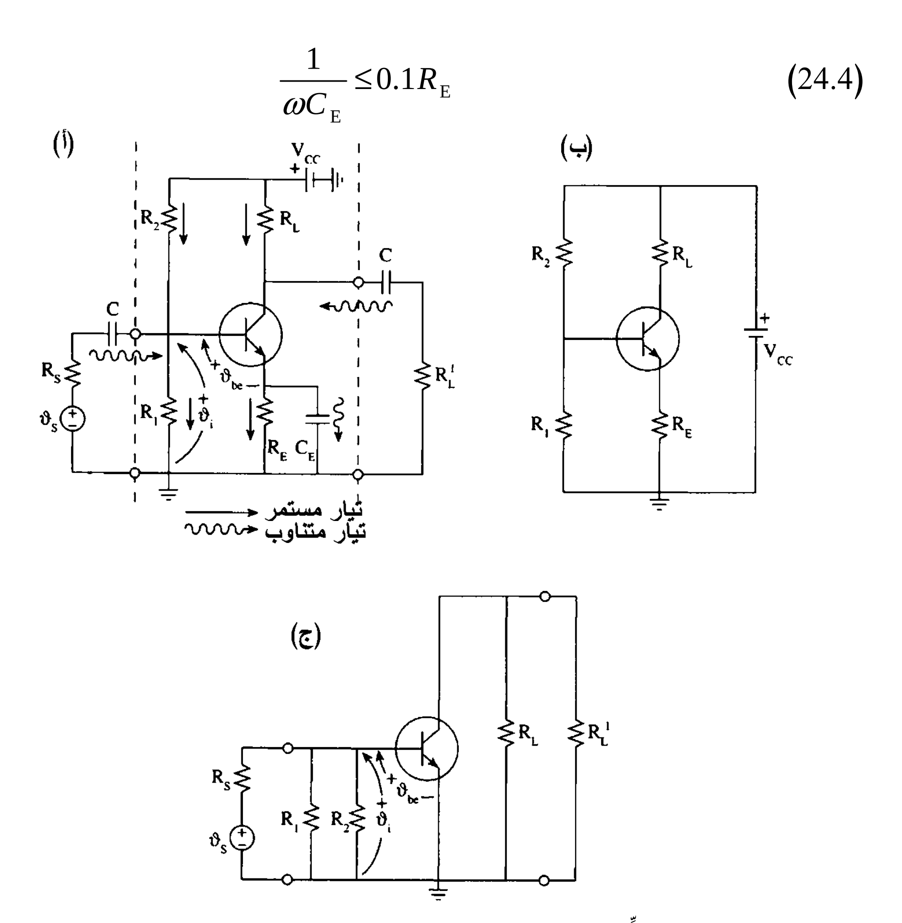
$$V_{be} = v_i - V_B \qquad (23.4)$$

حيث إن $V_{\mathrm{B}} = I_c R_{\mathrm{E}}$. إذن، تخفِّض التغذية الراجعة السالبة[14] الناجمة عن عودة جزء من جهد الخرج إلى حلقة الدخل، والمتمثِّلة هنا بـــ V_{B}، ربحَ المضخِّم مقارنة بالمضخِّم الذي يكون فيه الجهد الهابط على R_{E} مساوياً الصفر. ولتجنب حصول هذه التغذية الراجعة، يمكن وصل مكثفة كبيرة السعة تفرعياً مع R_{E} أو R_{S} لتكوين مسارٍ ذي ممانعة منخفضة إلى الأرضي للإشارات المتناوبة. بذلك يوصَل مجمِّع الـــ BJT أو منبع الـــ FET إلى الأرضي فيما يخص الإشارات المتناوبة، ويبقى عمل مقاومة الانحياز قائماً فيما يخص الجهد المستمر، لأن المكثفة التفرعية تمثل دارة مفتوحة للتيار المستمر.

يُري الشكل 18.4–أ مضخِّم BJT موصولاً مع منبع v_s بغية تضخيم إشارته، ومقاومة حمل R'_{L} تظهر على طرفيها الإشارة المضخَّمة. ولتحقيق عمل سليم في حالة التيار المستمر، ثمة حاجة إلى R_{E}. لكن إذا أردنا عدم حصول أي ضعف في الإشارة بسبب R_{E}، وجب أن تكون هذه المقاومة صفراً. لذا توضع مكثفة C_{E} تفرعياً مع R_{E}، تسمى مكثفة التفريع. توفِّر C_{E} مساراً مباشراً لتيارات الإشارة المتناوبة إلى الأرضي، لكن نظراً إلى أن C_{E} تعمل دارة مفتوحة للتيار المستمر، لا يتأثَّر الانحياز الذي يتحقَّق بالجهد المستمر. لقد جرى تفصيل مفعول ترشيح المكثفات للتيار المستمر والتيار المتناوب في المقطع 3.2، وفي الشكل 11.4 أيضاً. وقد افترضنا هنا أن ترددات إشارة الدخل والسعات كبيرة بقدر يكفي لاعتبار جميع المكثفات دارات قصَر. بكلمات أخرى، يجب أن تكون ردِّية المكثفة $1/\omega C$ أصغر كثيراً من أي مقاومة عند أصغر تردد ذي أهمية في الإشارة. وعلى سبيل المثال يمكن اتباع القاعدة العامة التالية دائماً في تحديد قيمة مكثفة التجاوز:

[14] تحصل التغذية الراجعة في المضخِّم حينما يُطبَّق جزء من إشارة خرجه على دخله. وإذا كان الجهد الراجع متوافقاً بالطور مع جهد الدخل، كانت التغذية الراجعة موجبة. عندئذ يزداد ربح المضخِّم مؤدياً إلى مفاعيل سيئة من قبيل الاهتزاز وعدم الاستقرار. فإذا رغبنا في استعمال المضخِّم مهتزّاً، كانت التغذية الراجعة الموجبة مقبولة. أما التغذية الراجعة السالبة التي تقلِّل الربح فتتصف بكثير من الخواص المرغوب فيها التي تُستعمل كثيراً في تصميم المضخِّمات. فمثلاً، نحصل بالتغذية الراجعة على مضخِّم أكثر استقراراً لأنه يكون أقل تأثُّراً بتغيرات درجة الحرارة.

$$\frac{1}{\omega C_{\mathrm{E}}} \leq 0.1 R_{\mathrm{E}} \tag{24.4}$$



الشكل 18.4: (أ) مضخِّم تظهر فيه مسارات التيارات المستمرة والمتناوبة. (ب) دارة تيار مستمر مكافئة. (ج) دارة تيار متناوب مكافئة.

وذلك عند أدنى تردد في الإشارة، وهذا يضمن مرور تيار الإشارة عبر مكثفة التجاوز. وتؤدي مكثفتا الربط C في الدخل والخرج وظيفة مشابهة: فالغرض منهما هو تمرير الإشارات المتناوبة ومنع التيار المستمر من المرور، وذلك فيما بين المضخِّم ومنبع إشارة الدخل والحمل. يُري الشكل 18.4–أ مسارات التيارات المستمرة والمتناوبة، وتمثِّل الدارتان في الشكلين 18.4–ب و ج دارتي التيار المتناوب والمستمر المكافئتين. من الواضح أننا استعضنا في دارة التيار المستمر عن جميع المكثفات بدارة مفتوحة، وفي دارة التيار المتناوب بدارة قصَر. ونظراً إلى أن المقاومة الداخلية للبطارية المثالية تساوي الصفر (جزء من الأوم للبطارية العملية التامة الشحن)، فقد مثَّلنا البطارية في دارة التيار المستمر بجهد التغذية V_{CC}، ومثَّلناها في

دارة التيار المتناوب بدارة قصَر (لا تعطي البطارية إشارات متناوبة). لذا، وفيما يخص التيار المتناوب، فإن البطارية في الشكل 18.4–أ تقصر R_2 و R_L إلى الأرضي، وتظهر R_2 متفرعة مع R_1 (وفقاً لما سبق أن بيَّناه في الشكلين 14.4–ب و ج). لاحظ أيضاً أن مقاومة الحمل الخارجية R'_L تظهر متفرعة مع مقاومة الحمل الداخلية R_L.

وما يجدر ذكره الآن هو أن الربح الذي حُسِب في المثال 7.4 باستعمال خط الحمل المتناوب ينطبق على حالة مقاومة المنبع المتجاوَزة R_S. إذا لم تُقصَر R_S بمكثفة كبيرة، كان الربح أقل من ذاك الذي حُسِب باستعمال خط الحمل المتناوب في الشكل 16.4–د (انظر المسألة 29).

ويمكن لسعات مكثفات التجاوز أن تساوي مئات، أو حتى آلاف، المكروفاراد (μF). وتتصف هذه المكثفات ذات السعات التي من هذه المرتبة بكبَر حجمها، وهذا ما يمنع استعمالها في الدارات المتكاملة حيث يمكن لمكثفة واحدة منها أن تكون أكبر من الدارة بأسرها. لذا يُستغنى عن مكثفات التجاوز في الدارات المتكاملة، ويُعوَّض انخفاض الربح الناجم عن ذلك باستعمال مراحل تضخيم إضافية.

6.4 اعتبارات الأمان والتأريض

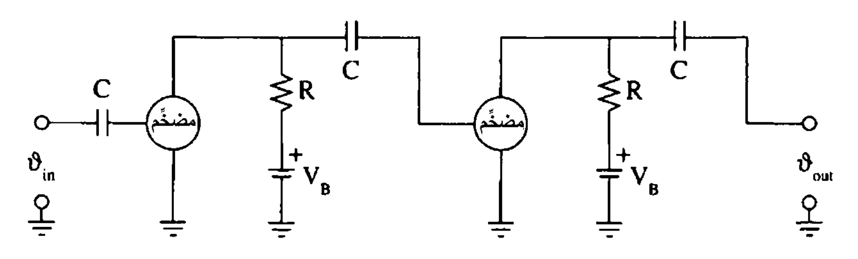
Safety considerations and grounding

قدَّمنا في الشكلين 7.4 و10.4 رمز الأرضي، والأرضي هو نقطة وصل عامة كمونها يساوي كمون الأرض. ففي الدارات المعقَّدة التي تحتوي على كثير من الترانزستورات، من الأسهل ربط جميع الدارات بأرضي عام[15] يتألَّف من سلك ثخين (مسرى ناقل) أو صفيحة ناقلة أو هيكل ناقل. ومن المعتاد عملياً نسْبُ جميع الجهود إلى الأرضي العام. ونظراً إلى اعتبار الأرضي محايداً كهربائياً، يمكن وصل نقاط أرضي الدارات المنفصلة معاً من دون التأثير فيها. على سبيل المثال،

[15] المثال الجيد للتأريض هي الأسلاك الكهربائية في السيارة. فجميع دارات السيارة موصولة بهيكلها ومحرِّكها المعدنيين. وقطب البطارية السالب موصول أيضاً بهذا الأرضي العام. يُسمى هذا النوع من الأرضي بأرضي الهيكل لاختلافه عن أرضي الأرض الحقيقية.

وُصِلت نقاط أرضي دارتي دخل وخرج المضخمين المبينين في الشكل 11.4 معاً من دون أن يؤدي ذلك إلى تداخل مع عمل كل من الدارتين.

والسبب الآخر لاستعمال رمز الأرضي هو تبسيط شكل الدارة. باستعمال الشكل 11.4 مثالاً، كان بإمكاننا رسم الدارة وفق المبيَّن في الشكل 19.4، وذلك بحذف السلك المشترك واستعمال عدد من رموز الأرضي بدلاً منه. إن حذف سلك الأرضي العام من مخطط دارة معقدة يجعل قراءته أسهل فعلاً.



الشكل 19.4: تمثيل آخر للدارة المعطاة في الشكل 11.4 باستعمال رموز أرضي متعددة.

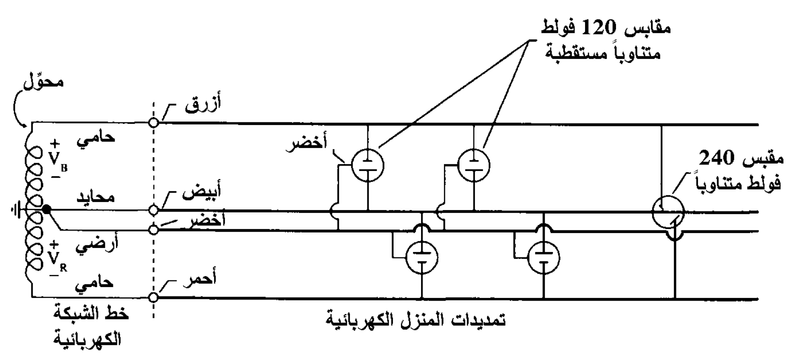
ويجب أن نميِّز أيضاً بين رمز أرضي الهيكل (⏊) ورمز أرضي الأرض (⏚). في الدارات المعقَّدة، وحيث يمكن إجراء هذا التمييز، فإن ذلك يبسِّط متابعة المخططات[16] أيضاً. يشيع أرضي الهيكل في التجهيزات الكهربائية التي من قبيل التلفاز والغسالة. ويتحقَّق أرضي الأرض بالوصل مع قضيب معدني أو مع أي بنية معدنية أخرى مطمورة في الأرض من قبيل أنابيب المياه العامة. وتُعتبر الأرض مكثفة هائلة تتقبل بسهولة أي نوع من الشحنات أو التيارات التي ترِد إليها. ومانعة الصواعق هي تجهيزة تضمن نزول صواعق البرق المدمِّرة، التي تتألف من تيارات تصل حتى 20 ألف أمبير، إلى الأرض بأمان بدلاً من نزولها على البناء الذي يحمل المانعة. وفي التجهيزات الكهربائية، من الحكمة عادة وصل هيكل الجهاز مع الأرض لدرء الصدمة الكهربائية التي يمكن نتعرض لها حين حصول عطل في الآلة من قبيل تماس السلك "الحامي" مصادفة مع الهيكل. فالشخص الذي يلمس الهيكل حينئذ يمكن أن يُصاب بصدمة خطيرة. لكن إذا كان الهيكل مؤرَّضاً،

[16] معظم الكتب تستعمل رمز أرضي الأرض في الدارات البسيطة نسبياً.

مر التيار إلى الأرض من دون إحداث أذى (وعلى الأرجح، تفصل القواطع الكهربائية الكهرباء فوراً)[17]. طبعاً، ليس من العملي وصل هياكل بعض التجهيزات، التي من قبيل تجهيزات السيارة مثلاً، مع الأرض لأن إطارات السيارة شديدة العزل، ولعدم وجود مبرِّر حقيقي لذلك. فبطارية السيارة التي يساوي جهدها 12 فولط، لا تسبب صدمة كهربائية. أما الميكانيكيون، الذين يحشرون أنفسهم تحت لوحة أجهزة القياس في السيارة (لوحة السائق)، فيجب ألّا يرتدُوا ساعات أو خواتم معدنية، لأن حرارتها يمكن أن ترتفع إلى درجة خطرة إذا قصرت الجهد 12 فولط. وثمة المزيد من اعتبارات الأمان الخاصة بالتمديدات الكهربائية المنزلية.

1.6.4 التمديدات الكهربائية المنزلية Residential wiring

إن أحد أكثر الجوانب إبهاماً في التمديدات الكهربائية المنزلية هو الغرض من سلك الأرضي الثالث في المقابس الجدارية. يُري الشكل 20.4 منظومة تمديدات ثلاثية الأسلاك في منزل عادي، إضافة إلى خط الجهد الوارد من شبكة الكهرباء إلى المنزل. والسلك المحايد في هذه المنظومة موصول مع الأرض، وإلى جانبه يوجد خطان، جهد كل منهما يساوي 120 فولط متناوباً بتردد يساوي 60 هرتس.



الشكل 20.4: منظومة تمديدات كهربائية منزلية تتألف من ثلاثة أسلاك وحيدة الطور تؤمِّن دارتَيْ 120 فولط ودارة 240 فولط. مصطلحات الألوان: أبيض W للمحايد، وأحمر R وأزرق B للخطين الحاميين، وأخضر G لسلك الأرضي.

---

[17] ثمة أيضاً سبب وجيه لوصل أرضي الهيكل مع الأرض في المنظومات الإلكترونية لأن الخبرة بيَّنت أن ذلك يُقلِّص الأضرار التي تلحق بالدارات بسبب الكهرباء الساكنة.

وطوراً جهدي الخطين الأزرق والأحمر منزاحان بـ 180 درجة، أي إن $V_B = -V_R$، وهذا يعني وجود جهد مقداره 240 فولط متناوباً بينهما. توفِّر هذه المنظومة للمنزل خطَّيْ 120 فولط متناوب منفصلين، وخط 240 فولط متناوباً، واحداً للأجهزة ذات الحاجة إلى استطاعة عالية، ومن أمثلتها مكيِّفات الهواء والأفران والمدافئ الكهربائية. وتُثير معاينة خطَّيْ الـ 120 فولط المنفصلين سؤالاً عن الحاجة إلى سلك الأرضي الإضافي الموصول مع كل مقبس (يتألف خط الـ 120 فولط من السلك الحامي، والسلك المحايد، وسلك الأرضي الموصول بالسلك المحايد في الشبكة). فلماذا لا نستغني عن واحد من السلكين الأخيرين؟ والجواب عن ذلك هو التالي: إذا حصل مصادفة عكس سلكي المقبس، اتصل السلك الحامي الذي يحمل الجهد 120 فولط مع هيكل الآلة الكهربائية، مؤدياً إلى إلحاق أذى شديد بالشخص الذي يلمس الهيكل وهو واقف على الأرض. أما في حالة وجود سلك الأرضي، وإذا كان موصولاً على النحو الصحيح مع الهيكل، فإنه يمرِّر التيار إلى الأرض ريثما تنصهر الفاصمة، من دون إيذاء أحد. نأمل أن يكون قد اتضح للقارئ أن الهياكل غير المؤرَّضة أو العلب المعدنية التي تحتوي على تجهيزات كهربائية يمكن أن تكون مميتة في حالة حصول خلل في العزل الكهربائي أو تماس عَرَضي للسلك الحامي مع الهيكل أو العلبة.

لذا، ولدرء حصول الصدمة الكهربائية العَرَضية، يفرض كثير من المجتمعات استعمال قواطع تفاضلية في الحمامات والمطابخ وأحواض السباحة. يكون تيارا الخطين الحامي والمحايد في الآلة الكهربائية السليمة متساويين ومتعاكسين في الطور عادة. لكنهما يصبحان غير متساويين إذا أدى عطل في الآلة إلى جريان تيار في خط الأرضي أو عبر جسم شخص يلامس علبة الآلة المتعطلة. فيكشف القاطع التفاضلي، الذي يبدو كالمقبس العادي باستثناء احتوائه على قاطع، تدفق التيار غير المتوازن في الخطين الحامي والمحايد، ويفصل الكهرباء عن الآلة فوراً.

7.4 الخلاصة Summary

- وضعنا في هذا الفصل أساساً لإلكترونيات أكثر تعقيداً من قبيل المضخِّمات المتعددة المراحل ومضخمات العمليات والدارات المتكاملة والمهتزات والإلكترونيات الرقمية والتماثلية.

- وأوضحنا أن الناقلية يمكن أن تحصل بالإلكترونات وبالثقوب، وأن شوْب نصف الناقل يمكن أن يزيد ناقليته زيادة هائلة. وبيَّنا أن الثقوب في نصف الناقل المشوب بالنوع *p* هي الحوامل الأغلبية، وأن الإلكترونات حوامل أقلية، وأن الإلكترونات في نصف الناقل المشوب بالنوع *n* هي الحوامل الأغلبية، وأن الثقوب حوامل أقلية.

- وبيَّنا أيضاً أن الوصلة *pn* هي، عملياً، دَيود مثالي يعمل في حالة الانحياز الأمامي كمبدال في وضعية الوصل، وفي حالة الانحياز العكسي كمبدال في وضعية الفصل. وتوضِّح معادلة المقوِّم هذا السلوك بيانياً.

- وكوَّنا ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT بواسطة دَيودين متعاكسين بحيث كانت وصلة الدخل منحازة أمامياً، وكانت وصلة الخرج منحازة عكسياً. وكان التضخيم ممكنا لأن التيار الذي يجري عبر وصلة الدخل الصغيرة المقاومة (وصلة الباعث والقاعدة) مُجبر على المرور أيضاً عبر وصلة الخرج الكبيرة المقاومة (وصلة القاعدة والمجمِّع). وبيَّنا أن الـــ BJT هو مضخِّم تيار من حيث الجوهر.

- أما النوع الثاني من الترانزستورات، وهو الأبسط من حيث المفهوم، فهو ترانزستور المفعول الحقلي FET. يُغيِّر جهد الدخل عرض قناة ضمن نصف ناقل مشوب، وبذلك يحصل التحكُّم بالتيار المار فيها. ولما كانت ممانعة دخل الـــ FET كبيرة جداً، فإنه لا يجري تيار في دخله عملياً، ولذا يمكن اعتباره مضخِّم جهد.

- وعرضنا مفعول التضخيم بيانياً باستخراج معادلة خط الحمل أولاً، ثم رسمها

فوق خصائص خرج الترانزستور. وبعد اختيار نقطة العمل على خط الحمل، وتصميم دارة الانحياز ذات الجهد المستمر التي تحقِّق نقطة العمل تلك، حدَّدنا ربح المضخِّم بافتراض وجود تغيُّرات في جهد (أو تيار) الدخل، وباستعمال خط الحمل لقراءة تغيُّرات جهد (أو تيار) الخرج الموافقة لها.

- وإضافة إلى تحقيق ربح في الجهد أو التيار، يحقِّق المضخم أيضاً ربحاً في الاستطاعة. وبهذا المعنى يكون مختلفاً جوهرياً عن تجهيزة من قبيل المحوِّل الذي يُحقِّق أيضاً ربحاً في الجهد أو التيار، لكنه لا يستطيع البتة تحقيق ربح في الاستطاعة. وتأتي طاقة الإشارة المضخمة، التي يمكن أن تكون أكبر كثيراً من طاقة إشارة الدخل، من بطارية أو من وحدة تغذية مستمرة الجهد. ونظراً إلى أن إشارة الدخل وحدها هي التي يجب أن تتحكَّم في الخرج، يجب أن يكون جهد وحدة التغذية ثابتا كي لا يُؤثِّر في تغيُّرات إشارة الدخل، ومن ثَمَّ كي تكون إشارة الخرج نسخة مضخَّمة من إشارة الدخل مطابقة لها بالشكل. ونظراً إلى أن شبكة الكهرباء العامة توفِّر جهداً متناوباً فقط، تُعتبر المقوِّمات والمرشِّحات، التي قُدِّمت في الفصول السابقة، جزءاً من أحد المكوِّنات الأساسية للتجهيزات الإلكترونية، وهو وحدة تغذية الجهد المستمر.

مسائل Problems

1. حدِّد تركيز أزواج الإلكترونات والثقوب في السليكون الصافي وناقليته النوعية عند درجة حرارة الغرفة.

   الجواب: $1.5\cdot10^{16}$ زوج في المتر المكعب، 2273 أوم متر.

2. احسب مقاومة سلك ناقل طوله 1 متر ومساحة مقطعه العرضاني تساوي 10^{-6} متر مربَّع. يساوي تركيز الإلكترونات في مادة السالك 10^{21} إلكترون في المتر المكعب، وهي ذات حركية تساوي $1\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$.

3. شِيبَت عيّنة من السليكون بشوائب معطية بمعدَّل 10^{24} شائبة للمتر المكعب. حدِّد تركيزي الحوامل الأغلبية والأقلية في هذه العيّنة وناقليتها.

الجواب: تركيز الإلكترونات التي هي أغلبية يساوي $n = N_d = 10^{24}$ إلكترون للمتر المكعب، وتركيز الثقوب التي هي أقلية يساوي $p = 2.25 \cdot 10^8$ ثقب للمتر المكعب. أما الناقلية فتساوي $S = 2.16 \cdot 10^4 \text{ S/m}$.

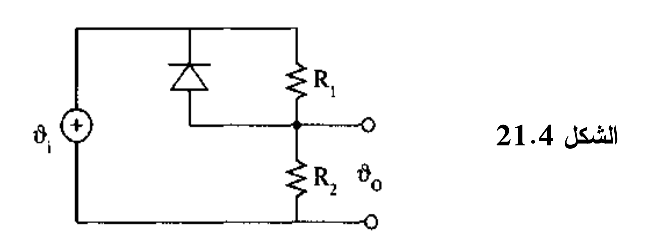
4. احسب جهد الانحياز الأمامي اللازم لوصلة جرمانيوم pn لتولِّد تياراً يساوي 10 ميلِّي أمبير عند درجة حرارة الغرفة. استعمل تيار التشبُّع العكسي $I_0 = 10^{-6} \text{ A}$.

5. يساوي تيار التشبُّع العكسي لدَيود سليكون pn عند درجة حرارة الغرفة (20 درجة مئوية) $I_0 = 1\text{nA} (=10^{-9} \text{ A})$. وبافتراض أن الدَّيود يمرِّر تياراً أمامياً شدته 100 ميلِّي أمبير عند درجة حرارة الغرفة، احسب تيار التشبُّع العكسي والتيار الأمامي إذا ارتفعت درجة الحرارة بمقدار 50 درجة مئوية.

الجواب: $I_0 (70^\circ\text{C}) = 32\,\text{nA}$، $I\ (70^\circ\text{C}) = 216\,\text{mA}$.

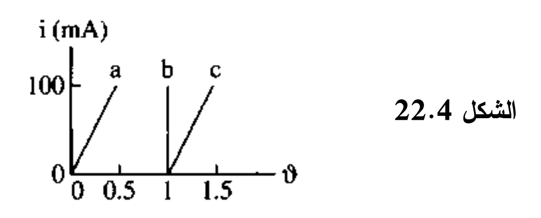
6. فيما يخص دارة المقوِّم المبيَّنة في الشكل 2.3–أ، وبافتراض أن درجة الحرارة تساوي درجة حرارة الغرفة، وأن تيار التشبُّع العكسي يساوي $I_0 = 1\mu\text{A}$، احسب التيار i عندما (أ) $v = 0.2\text{ V}$ و $R_\text{L} = 0$، و (ب) $v = -4\text{ V}$ و $R_\text{L} = 100\,\Omega$، و (ت) $v = +4\text{ V}$ و $R_\text{L} = 100\,\Omega$.

7. ارسم خصائص الدخل والخرج (تبعية v_o لـــ v_i) للدارة المبيَّنة في الشكل 21.4. افترض أن الدَّيود مثالي (مبدال فصل ووصل)، وأن جهد الدخل يتغيَّر ضمن المجال $-10\text{ V} < v_i < +10\text{ V}$، وأن $R_1 = 10 R_2$.



الشكل 21.4

8. تمثِّل المنحنيات a و b و c في الشكل 22.4 خصائص التيار والجهد لثلاثة دَيودات. ارسم نموذج دارة لكل دَيود تتضمن دَيوداً مثالياً وبطارية ومقاومة.

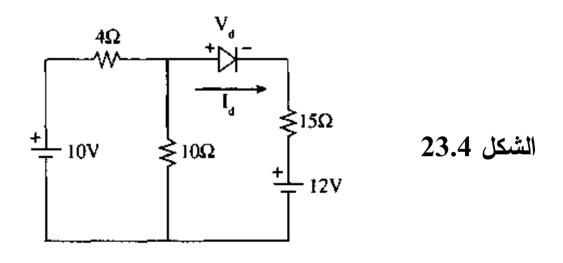


الشكل 22.4

9. بافتراض أن دَيودات المسألة السابقة استُعملت في دارة مقوِّم نصف الموجة المبيَّنة في الشكل 2.3–أ، احسب مطال جهد الخرج V_P عندما تساوي القيمة الفعالة لجهد الدخل المتناوب 10 فولط، مع $R_L = 30\Omega$.

الجواب: (أ) 12.12 فولط، (ب) 13.14 فولط، (ت) 11.26 فولط

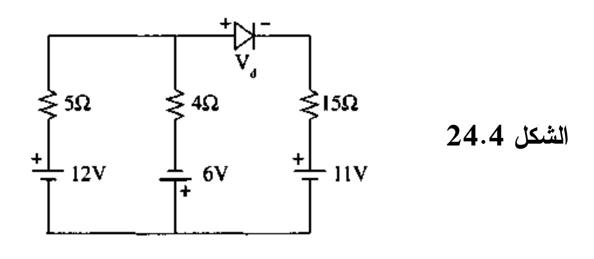
10. احسب الجهد V_d أو التيار I_d للدَّيود المثالي المبيَّن في الشكل 23.4 بغية تحديد إنْ كان في حالة وصل.



الشكل 23.4

11. احسب التيار I_B المار عبر البطارية التي يساوي جهدها 11 فولط في الشكل 24.4. افترض أن الدَّيود مثالي.

الجواب: $I_B = 0$.



الشكل 24.4

12. بافتراض أن $\beta = 150$ لترانزستور BJT، احسب تيار الباعث I_e عندما يساوي تيار المجمِّع $I_c = 4\,\text{mA}$.

13. احسب β و α للترانزستور BJT المبيَّنة خصائص مجمِّعه في الشكل 13.4–ب.

الجواب: $\beta \approx 500$ ، $\alpha \approx 1$.

14. ارسم خصائص التحويل للترانزستور FET الذي أُدرِجت خصائص مصرفه في الشكل 8.4–د، وقارنها بتلك المبيَّنة في الشكل 9.4 التي تمثِّل خصائص التحويل التي حُصِّلت باستعمال المعادلة 10.4.

15. احسب ناقلية العبور g_m لترانزستور FET خصائص مصرفه مبيَّنة في الشكل 16.4–د.

16. في المضخِّم المبيَّن في الشكل 12.4، زِيد جهد بطارية الانحياز V_{EE} إلى أن أصبحت قيمة الجهد المستمر في الخرج $V_{\text{B}}/4$ عندما كان جهد الدخل $v_s = 0$. ارسم جهد الخرج V_o عندما يتغيَّر v_s وفقاً لنفس للشكل الجيبي المبيَّن في الشكل 12.4. وأعِد الحساب للحالة التي تساوي فيها قيمة الجهد المستمر في الخرج $3V_{\text{B}}/4$. كيف يجب أن يتغيَّر مطال v_s كي لا تتشوَّه إشارة الخرج؟

17. باستعمال دارة الباعث المؤرَّض المبيَّنة في الشكل 13.4–أ،

(أ) احسب قيمة المقاومة R_{S} للحصول على نقطة عمل عند $I_b = 3\,\mu\text{A}$ عندما يكون جهد بطارية الانحياز $V_{\text{BB}} = 2\,\text{V}$.

(ب) احسب I_c و I_e و V_{ce} عندما: $R_{\text{L}} = 2.2\,\text{k}\Omega$ و $V_{\text{CC}} = 8\,\text{V}$ و $\beta = 500$.

الجواب: (أ) $R_{\text{S}} = 433\,\text{k}\Omega$ ، (ب) $I_c = 1.5\,\text{mA}$ ، $I_e = 1.503\,\text{mA}$ ، $V_{ce} = 4.7\,\text{V}$.

18. استعمل دارة الباعث المؤرَّض المبيَّنة في الشكل 13.4–أ بعد تغيير V_{CC}

ليصبح 8 فولط، و I_b ليساوي 3 مكرو أمبير عند نقطة العمل:

(أ) حدِّد ربح التيار G للمضخِّم باستعمال الطريقة البيانية. أي أوجِد G من خط الحمل.

(ب) قارن قيمتي I_c و V_{ce} عند نقطة العمل بالقيمتين المحسوبتين في المسألة 17.

19. أعِد تصميم المضخِّم الترانزستوري الذاتي الانحياز المبيَّن في الشكل 14.4–أ كي يعمل ضمن معظم المنطقة الفعالة (المبيَّنة بخصائص المجمِّع في الشكل 14.4–د). أي استعمل خط الحمل الذي تقع إحدى نهايتيه عند جهد البطارية $V_{ce}=12\,\text{V}$، وتقع الأخرى عند ركبة المنحني $I_b=100\,\mu\text{A}$. ولتقليص حجم العمل التصميمي، استعمل القيم التالية: $V_{\text{CC}}=12\,\text{V}$ و $R_{\text{E}}=0.5\,\text{k}\Omega$ و $R_1=10\,\text{k}\Omega$. احسب R_{L} و R_2 وربح التيار $G=\Delta I_c/\Delta I_b$.

20. يُستعمل في ترانزستور BJT سليكوني انحياز بتيار ثابت وفق المبيَّن في الشكل 15.4. احسب R_{FB} و I_b و V_{ce} الموافقة للقيم التالية: $V_{\text{CC}}=9\,\text{V}$، $R_{\text{L}}=3\,\text{k}\Omega$، $\beta=100$، $I_c=1\,\text{mA}$ عند نقطة العمل.

الجواب: $V_{ce}=6\,\text{V}$، $I_b=10\,\mu\text{A}$، $R_{\text{FB}}=1.13\,\text{M}\Omega$.

21. صمِّم مضخماً مؤرَّض الباعث لتضخيم إشارات بأكبر مطالات ممكنة. استعمل ترانزستوراً سليكونياً ذا خصائص مجمِّع كتلك المعطاة في الشكل 7.4–ب، وذلك في دارة انحياز ثابت من النوع المبيَّن في الشكل 15.4. حدِّد جهد البطارية V_{CC} ومقاومة الحمل R_{L} ونقطة العمل في حالة الجهد المستمر ومقاومة الانحياز R_{FB} التي تعطي نقطة العمل تلك.

22. حدِّد نقطة العمل لمضخِّم ترانزستور الجرمانيوم الذاتي الانحياز المبيَّن في الشكل 14.4–أ، مفترضاً القيم التالية: $R_{\text{L}}=5\,\text{k}\Omega$، $R_{\text{E}}=2\,\text{k}\Omega$، $R_1=30\,\text{k}\Omega$، $R_2=120\,\text{k}\Omega$، $V_{\text{CC}}=12\,\text{V}$، $\beta=100$.

الجواب: $I_{b,Q} = 9.8\,\mu\text{A}$ ، $I_{c,Q} = 0.98\,\text{mA}$ ، $V_{ce,Q} = 5.1\,\text{V}$.

23. استُعمل الترانزستور JFET المبيَّنة خصائص مصرفه في الشكل 8.4–د في دارة المنبع المؤرَّض المبيَّنة في الشكل 16.4–ب. بافتراض أن: $R_{\text{E}} = R_{\text{Th}} = 0$ ، $V_{\text{DD}} = 15\,\text{V}$ ، $R_{\text{L}} = 3\,\text{k}\Omega$:

(أ) حدِّد V_{Th} الذي يعطي تيار مصرف يساوي $I_d = 2.8\,\text{mA}$.

(ب) حدِّد V_{Th} الذي يعطي جهداً بين المصرف والمنبع يساوي $V_{ds} = 10\,\text{V}$.

24. لدينا في مضخِّم الــ FET، ذي القناة n، المؤرَّض المنبع والمبيَّن في الشكل 16.4–أ ما يلي: $R_1 = 3.3\,\text{M}\Omega$ ، $R_2 = 15\,\text{M}\Omega$ ، $R_{\text{L}} = 1\,\text{k}\Omega$ ، $R_{\text{S}} = 1\,\text{k}\Omega$ ، $V_{\text{DD}} = 15\,\text{V}$. باستعمال خصائص المصرف المبيَّنة في الشكل 8.4–د، حدِّد نقطة عمل المضخِّم. أهمل جهد الدخل (في حالة التيار المستمر $X_c = \infty$). *مساعدة*: ارسم منحنيات خصائص التحويل باستعمال المعادلة 10.4 أو باستعمال منطقة التشبُّع (التيار الثابت) في خصائص المصرف، ثم ارسم خط الانحياز، أو استعمل طريقة التجربة والخطأ لتحديد إحداثيَّيْ نقطة العمل $I_{d,Q}$ و $V_{gs,Q}$ على خط الحمل.

الجواب: $V_{gs,Q} = -1.8\,\text{V}$ ، $I_{d,Q} = 4.5\,\text{mA}$ ، $V_{ds,Q} = 6\,\text{V}$.

25. صمِّم دارة الانحياز الذاتي للمضخِّم المؤرَّض المنبع المبيَّن في الشكل 16.4–أ مفترضا أن $V_{\text{CC}} = 8\,\text{V}$ ، $R_{\text{L}} = 2.5\,\text{k}\Omega$ ، $R_{\text{S}} = 1.5\,\text{k}\Omega$ ، وأن نقطة العمل تقع في منتصف خط الحمل. استعمل الخصائص المبيَّنة في الشكل 16.4–د.

26. سوف يُستعمل الترانزستور MOSFET ذو النمط المحسَّن المبيَّنة خصائصه في الشكلين(*) 25.4–أ و ب مضخِّماً أساسياً في الدارة المبيَّنة

(*) لا تتطابق مواصفات الشكل 25.4 المذكورة في المسألتين 26 و29 مع مواصفات الشكل 25.4 الذي أدرجناه هنا بنفس صيغته الواردة في الكتاب الأصلي. يُضاف إلى ذلك أن ثمة خللاً أساسياً في الدارة المبيَّنة في الشكل. ولعل في ذلك حافزاً للقارئ للاجتهاد واقتراح شكل يتناسب مع نصي المسألتين (المترجم).

في الشكل 25.4–ج. تذكَّر أن الترانزستور MOSFET المحسَّن ذا القناة n يعمل بجهد موجب بين البوابة والمنبع تقع قيمته بين جهد عتبة V_{T} (بين 2 و 4 فولط عادة) وقيمة عظمى $V_{gs,\mathrm{on}}$. بافتراض أن $V_{\mathrm{DD}}=15\,\mathrm{V}$، $V_{\mathrm{GG}}=7\,\mathrm{V}$ ، $R_{\mathrm{L}}=3\,\mathrm{k\Omega}$ ، حدِّد نقطة العمل.

الجواب: $V_{gs,Q}=7\,\mathrm{V}$، $I_{d,Q}=2.5\,\mathrm{mA}$، $V_{ds,Q}=8\,\mathrm{V}$.

27. يمكن استعمال الانحياز الذاتي أيضاً مع الترانزستور MOSFET ذي النمط المحسَّن. خُذ الدارة المبيَّنة في الشكل 16.4–أ واقصر المقاومة R_{S} لعدم الحاجة إليها لأن R_1 و R_2 يمكن أن توفِّرا وحدهما جهد الانحياز الموجب اللازم للترانزستور. بافتراض أن الترانزستور المبيَّنة خصائصه في الشكلين 16.4–ج و د قد استُعمل في الدارة الذاتية الانحياز المبيَّنة في الشكل 16.4–أ، وأن: $R_1=400\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_2=600\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_{\mathrm{L}}=3\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_{\mathrm{S}}=0$ ، $V_{\mathrm{DD}}=15\,\mathrm{V}$، حدِّد V_{gs} و I_d و V_{ds} عند نقطة العمل.
مساعدة: افترض أن $I_g=0$.

28. احسب قيمة مكثفة التجاوز C_{E} التي يجب وضعها تفرعياً مع المقاومة R_{S} لمنع التغذية الراجعة السالبة وما ينجم عنها من تخفيض في ربح المضخِّم المبيَّن في الشكل 16.4–أ، وذلك في حالة تضخيم إشارات يساوي ترددها الأدنى 30 هرتس. استعمل قيمة R_{S} التي حُسِبت في المثال 7.4.

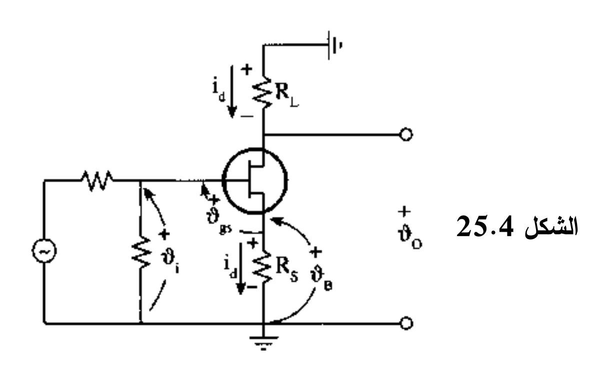
29. باستعمال دارة التيار المتناوب المعطاة في الشكل 25.4 والمكافئة للدارة المبيَّنة في الشكل 16.4–أ:

(أ) احسب ربح المضخِّم $G=v_{out}/v_{in}$ (هذا هو الربح بوجود التغذية الراجعة السالبة).

(ب) احسب الربح G مفترضاً وجود مكثفة تجاوز C_{E} كبيرة متفرعة مع R_{S} لتجعل ممانعتها للإشارات المتناوبة تساوي الصفر.

(ت) قارن الربحين، وبيِّن أيُّهما أكبر. *مساعدة:* استعمل المعادلة $i_d = g_m v_{gs}$ المستنتَجة من المعادلة 11.4، وذلك لربط الجزء المتغيِّر من تيار المصرف i_d مع الجزء المتغير v_{gs} من الجهد بين البوابة والمنبع.

الجواب: (أ) $G = -g_m R_L/(1+g_m R_L)$، (ب) $G = -g_m R_L$، (ت) الربح أكبر عندما $R_S = 0$.



الشكل 25.4

الفصل الخامس

دارات المضخِّمات العمليـة

Practical Amplifier Circuits

1.5 مقدمة Introduction

اشتمل الفصل السابق على أساسيات تصميم المضخِّم الوحيد المرحلة، وخاصة تصميم الجوانب المتعلقة بالجهد المستمر التي تحدِّد الانحياز اللازم لنقطة العمل المثالية على خط الحمل، وذلك بعد اختيار جهد البطارية ومقاومة الحمل. وبعد تصميم دارة الانحياز، يُصبح المضخِّم جاهزا لتضخيم الإشارات الصغيرة حتى مستويات مفيدة. فإشارات المُحِسَّات الطاقة، التي من قبيل الهوائي والمكرفون ورأس قراءة الشريط المغنطيسي تتصف بالضعف عادة، وهي غالباً ما تكون بمستوى الضجيج المحيطي، ويجب تضخيمها. ومن أمثلة الإشارات الضعيفة الأخرى:

1. إشارة مذياع السيارة المستقبَلة التي تزداد ضَعفاً مع الابتعاد محطة الإذاعة، وهذا ما يدفع السائق إلى الانتقال إلى محطة أقوى لتجنب ضجيج الطرطقة الذي يتغلب على الإشارة الضعيفة.
2. الاستقبال التلفزي في أثناء تساقط الثلج الكثيف الذي يجعل شدة الضجيج الجوي تضاهي شدة الإشارة المبتغاة.

وقد اقتصرت دراستنا في الفصل السابق على المضخِّمات الوحيدة المرحلة، في حين أن المضخِّم العملي يتألَّف عادة من عدة مراحل موصولة على التتالي لتحقيق

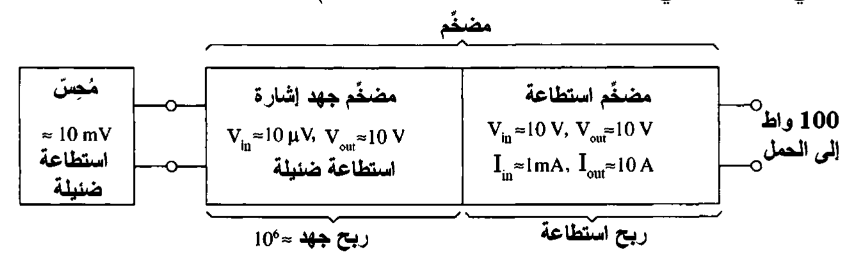
ربح كبير، ومن ثَمَّ تضخيم إشارة الدخل الصغيرة لتصبح كبيرة بقدر يكفي لتكون إشارة دخل لمضخِّم استطاعة، على سبيل المثال. وتكون شِدّات الإشارة عادة، ومن بينها الإشارات المذكورة آنفاً، من رتبة المكرو فولت، في حين أن شدات الإشارات المفيدة يجب أن تكون في مجال الفولط. حينئذ، وعندما تصبح شدة الإشارة في مجال الفولط، يمكن اعتبارها منيعة على التداخل من قبل الضجيج وإشارات التشويش الأخرى، وجاهزة لمعالجتها بواسطة دارات من قبيل دارات تشكيل الموجة ومضخِّمات الاستطاعة. فمضخِّم الاستطاعة، الذي يُعطي في خرجه مئات، أو حتى آلاف الواطات، يحتاج في دخله إلى إشارة كبيرة خالية من الضجيج، يقع مطالها عادة فيما بين 1 و10 فولط، وهذا يعني أن ربحاً مضخِّم الجهد يجب أن يصل حتى 10^6. ومن الواضح أنه لا يمكن تحقيق ربح بهذا الكِبَر بمرحلة تضخيم واحدة، بل إن ذلك يتطلَّب عدة مراحل، ربح كل منها يقع بين 10 و 1000. على سبيل المثال، يتطلَّب تحقيق ربح كلي يساوي 10^6، وهذا ربح ضروري لتضخيم إشارة بالقرب من مستوى الضجيج، إلى ثلاث مراحل، ربح كلٍّ منها يساوي 100.

ويُستعمل المخطط الصندوقي (مخطط المؤطَّرات) عادة لتمثيل المضخِّم الذي من قبيل ذاك المستعمل في المذياع والتلفاز، والذي يتألَّف من مضخِّم جهد يليه مضخِّم استطاعة.

يُري الشكل 1.5 مضخِّماً من هذا القبيل ربحه الكلي يساوي 10^6. ويتحقَّق ربح الجهد في مقطع تضخيم الجهد، ولا يُسهم مضخِّم الاستطاعة في ذلك الربح، فهو مضخِّم تيار من حيث الجوهر. ويمكن النظر إلى المضخِّم بطريقة أخرى هي أن مقطع تضخيم الجهد هو مضخِّم إشارة لا يُعطي استطاعة ملحوظة في خرجه. أما مضخِّم الاستطاعة فهو الذي يُعطي في خرجه استطاعة كبيرة، وهو يحقِّق ذلك بتضخيم تيار دخله إلى مستوى يقع عادة بين 1 و 100 أمبير، في حين أن جهد خرجه يتأرجح في مجال عشرات الفولطات فقط. وما يجدر ذكره أيضاً هو أن مقطع تضخيم الإشارة هو الذي يحتوي على العدد الأكبر من المكوِّنات، وهو الأكثر تعقيداً، لكن نظراً إلى عدم تضخيمه للاستطاعة، فإن تبديده الحراري يكون

ضئيلاً، ولذا يمكن صنع مضخِّم جهد كامل ضمن دارة متكاملة واحدة[1].

إن هدف هذا الفصل هو فهم المكوِّنات التي يتألف منها المضخِّم المتعدد المراحل والعالي الربح، إضافة إلى خصائص هذا المضخِّم. ومع أن التنفيذ العملي يحصل غالباً حاليا بواسطة دارات متكاملة، فإن دراسة المكوِّنات المنفصلة الموصولة معاً ضرورية لتحقيق ذلك الفهم على نحو كامل. على سبيل المثال، تختلف مرحلة المضخِّم الأولى عن مرحلته الأخيرة بسبب اختلاف وظيفتيهما. فالمرحلة الأولى تستقبل إشارات صغيرة جداً عادة، ولذا يكون ترانزستور المفعول الحقلي FET ملائم جداً للاستعمال فيها: فممانعة دخله العالية تتطلَّب استطاعة قليلة من منبع الإشارة. صحيحٌ أن خصائص الـــ FET أشد لاخطية من خصائص ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT، إلا أن ذلك عديم الأهمية في حالة الإشارات الصغيرة (حيث يكون المنحني غير الخطي خطياً ضمن منطقة عمل ضيقة).



الشكل 1.5: مخطط لمضخِّم نموذجي يُري مقطعين لتضخيم جهد الإشارة والاستطاعة. وتأتي إشارة دخل مضخم الجهد من تجهيزة التقاط حساسة تُعطي إشارة ضعيفة في مجال المكرو فولط ذات استطاعة معدومة تقريباً.

2.5 المضخِّم المثالي The Ideal Amplifier

المضخِّم هو تجهيزة تأخذ إشارة في دخلها وتضخِّمها بعامل A وفق المبيَّن في الشكل 2.5–أ، حيث إن $v_{out} = Av_{in}$. إذا رغب امرؤ في بناء مضخِّم مثالي، فما هي الخصائص التي يجب أن يتصف بها؟ الجواب باختصار هو أن الربح A

---

[1] ويمكن أيضاً وضع مضخِّم استطاعة كامل ضمن دارة متكاملة. لكن نظراً إلى ضرورة تصريف مقدار كبير من الحرارة، تكون الدارة المتكاملة كبيرة، ذات أبعاد من رتبة الإنشات عادة، وتُوضع على مبرِّد كبير السطح من قبيل صفيحة معدنية ذات شفرات.

يجب أن يكون لانهائياً، ويجب أن تمتد استجابته الترددية frequency responce وهي مسطَّحة من الصفر حتى أعلى الترددات الممكنة، ويجب أن تكون ممانعة دخله لانهائية وممانعة خرجه معدومة. دعنا نتوصَّل إلى هذه الاستنتاجات باستعمال دارة المضخِّم الشائع المبيَّنة في الشكل 2.5–ب. لقد استعملنا دارة ثِفينين هنا لتمثيل منبع الإشارة ومدخل ومخرج المضخِّم، إضافة إلى الحمل الموصول بالمخرج. تذكَّر أننا أوضحنا في المقطع 6.1 أن مبرهنة ثِفينين تنص على أنه حين النظر من بين نهايتي دارة معقَّدة، فإنه يمكن تمثيل الدارة المعقَّدة بدارة ثِفينين مكافئة بين هاتين النهايتين. إذن، ترى نهايتي مدخل المضخِّم منبع إشارة الدخل على شكل مقاومة R_s متسلسلة مع منبع جهد مثالي v_s. وفي نفس الوقت، يرى منبع إشارة الدخل المضخِّم على شكل مقاومة حمل R_i. وعلى نحو مشابه، يعمل مخرج المضخِّم منبعاً بالنسبة إلى مقاومة الحمل R_L. وتمثِّل مقاومة الحمل أشياء من قبل المجاهير والطابعات والشاشات وغيرها. بناء على ذلك يمكن الآن تعريف عامل التضخيم A_r لمضخِّم عملي بدلالة[2] A بما يلي:

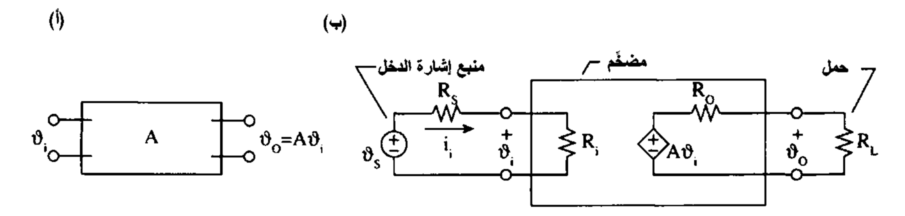
$$A_r = \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o R_L}{v_s} = \frac{A v_i / (R_o + R_L)}{v_s} R_L \tag{1.5}$$

$$= A \frac{R_i}{R_s + R_i} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

حيث يُعطى الجهد v_i في دخل المضخِّم بدلالة v_s بـ $v_i = v_s (R_i / (R_s + R_i))$. تنص العلاقة السابقة بوضوح على أن الربح الكلي A_r للمضخِّم أصغر من ربح المضخِّم الطبيعي المفتوح الحلقة A. إلا أنها توحي أيضاً بالتغييرات التي يمكن إدخالها في قيم عناصر المضخِّم لتعظيم الربح الكلي A_r، وهو هدفنا الأساسي. إذن، يُحقِّق المضخِّم المثالي ما يلي:

(أ) $R_i \to \infty$، ولذا فإن كل جهد منبع الإشارة يظهر بين طرفي R_i (بكلمات أخرى، يظهر v_s بكامله بين نقطتي مدخل المضخِّم)، وليس على منبع الدخل تقديم أي استطاعة ($i_i = 0$ عندما $R_i = \infty$).

[2] يُعرف أيضاً بربح الحلقة أو الدارة المفتوحة open loop or open circuit gain.



الشكل 2.5: (أ) مضخِّم مثالي. (ب) دارة ثِفينين مكافئة لمضخِّم يظهر فيها منبع إشارة موصول مع المدخل، وحملٌ موصول مع المخرج.

(ب) $R_o \to 0$، ولذا يظهر كل الجهد Av_i على طرفي R_L، ولا يضيع شيء منه داخل المضخِّم. وإذا كان من الممكن لـــ R_o أن تساوي الصفر أيضاً، أمكن للمضخِّم أن يكون منبعاً لاستطاعة لانهائية. إذن، كلما كانت R_o أصغر في المضخِّم الحقيقي، كان مفعول الحمل في المضخِّم أقل (بكلمات أخرى، R_L لا تؤدي إلى "تحميل" للمضخِّم).

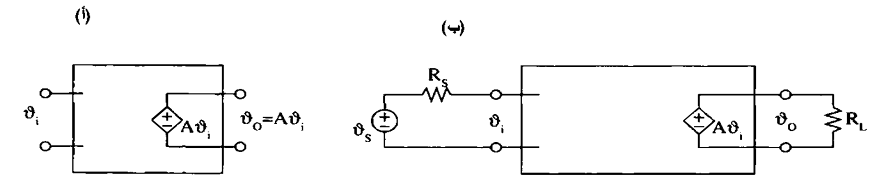
(ت) $A \to \infty$ (لأسباب جلية) ويجب أن يكون ثابتاً مع تغيُّر التردد، أي يجب تضخيم جميع الترددات بنفس المقدار.

والخلاصة هي أنه يمكننا القول إن الربح الحقيقي المثالي $A_{r,\,\mathrm{opt}}$ يُحقِّق:

$$A_{r,\,\mathrm{opt}} = \lim_{\substack{R_i \to \infty \\ R_o \to \infty}} A_r = A \tag{2.5}$$

يمكن تمثيل المضخِّم المثالي وفقاً للمبيَّن في الشكلين 3.5–أ و ب اللذين يُريان المنبع والحمل موصولين مع المدخل والمخرج[3]. حين تصميم مضخِّم حقيقي، علينا الاهتمام بهذه الخصائص واستعمالها بوصفها إرشادات للتصميم. على سبيل المثال، يجب أن تكون ممانعة دخل المرحلة الأولى من المضخِّم المتعدد المراحل والعالي الربح أكبر ما يمكن كي تتوافق مع منابع الإشارات الشديدة الضعف ذات الممانعة العالية أصلاً.

[3] سوف نبيِّن فيما بعد أن مضخِّم العمليات operational amplifier، وهو دارة متكاملة مؤلَّفة من مضخِّم جهد متعدد المراحل عالي الربح، يقارب بخصائصه مواصفات المضخِّم المثالي. ولذا ثمة استعمالات كثيرة له في الصناعة.



الشكل 3.5: (أ) مضخِّم مثالي ممثَّل بمدخل مفتوح الدارة ($R_i = \infty$) ومخرج موصول مع منبع جهد متحكَّم فيه. (ب) المنبع والحمل موصولان مع مضخِّم مثالي.

المثال 1.5

ثمة رغبة في تسجيل تغيُّرات درجة الحرارة بواسطة راسمة ورقية. لذا يجب تضخيم إشارة محول الطاقة الحرارية (وهو أداة تحوِّل الحرارة إلى جهود منخفضة القيمة) بقدر يكفي لتشغيل الراسمة (وهي آلة تحوِّل قيم الجهد إلى إحداثيات موضع قلم الرسم). يُعطي محِسّ الحرارة 10 ميلِّي فولط عند درجة الحرارة العظمى. وتحتاج الراسمة إلى 1 فولط لتضع القلم في أقصى وضع له. فإذا استعملنا المضخِّم المبيَّن في الشكل 2.5–ب، الذي يساوي ربح الدارة المفتوحة فيه $A = 1\,\text{V}/10\,\text{mV} = 100$، ففي أي موضع يكون القلم عند درجة الحرارة العظمى؟ تساوي ممانعة المُحِسّ الداخلية 600 أوم، وتساوي ممانعة دخل الراسمة 1200 أوم، وتساوي ممانعة دخل المضخِّم 3000 أوم، وتساوي ممانعة خرج المضخِّم 200 أوم.

يساوي جهد الدارة المفتوحة في مخرج مُحِسّ الحرارة عند درجة الحرارة العظمى 10 ميلِّي فولط، منها $10\,\text{mV}\,(3000/(600+3000)) = 8.33\,\text{mV}$ فقط متاح للتضخيم بسبب تجزئة الجهد بين ممانعة المحِسّ وممانعة دخل المضخِّم.

لذا يساوي جهد خرج الدارة المفتوحة $100 \cdot 8.33 = 833\,\text{mV}$، منها $833\,(1200/(200+1200)) = 714\,\text{mV}$ فقط متاحة للراسمة بسبب توزُّع الجهد على ممانعة خرج المضخِّم وممانعة دخل الراسمة. من ذلك ينتُج أن ربح المضخِّم الكلي A_r يساوي:

$$A_r = v_o / v_i = 714/10 = 71.4$$

(يمكن الحصول على هذه النتيجة أيضاً باستعمال المعادلة 1.5). إذن، سوف ترى الراسمة 71.4% من درجة الحرارة العظمى.

سوف ننتقل الآن إلى تحليل المرحلة الأولى من مضخِّم متعدد المراحل، ثم نمضي عبره إلى مرحلة تضخيم جهد ذي قيمة أكبر، وفي النهاية إلى مرحلة تضخيم الاستطاعة.

3.5 مضخِّمات الإشارات الصغيرة Small-Signal Amplifiers

بيَّنا في الفصل السابق أنه يمكن الحصول على ربح المضخِّم بطريقة بيانية، وذلك بمقارنة مجالات تغيُّرات جهدَيْ الخرج والدخل. إلا أن هذه الطريقة تصبح عديمة الجدوى حين رسم إشارات دخلٍ، مستوياتها في مجال الميلِّي فولط، فوق منحنيات خصائص في مجال الفولط. لو فعلنا ذلك لمرحلة التضخيم الأولى، لبدت إشارة الدخل نقطة على منحنيات الخصائص، ولما أمكن قراءة الربح. إلا أنه يمكن تحويل هذه المشكلة لمصلحتنا وفقاً لما يلي: برغم أن منحنيات خصائص الترانزستور لاخطّية، فإن استعمال جزء صغير من المنحني يمكّننا من تقريب ذلك الجزء بخط مستقيم. إذن، يمكننا في حالة إشارات الدخل الصغيرة اعتبار الترانزستور، الذي كان حتى الآن تجهيزة لاخطية غامضة ثلاثية الأطراف، خطياً. حينئذ تُمكِن الاستعاضة عنه بمقاومة ومنبع متحكَّم فيه، وتُمكِن معاملة دارة الترانزستور معاملة أي دارة، وهذه مزية كبيرة يُستفاد منها حين تحليل المضخِّمات الترانزستورية.

1.3.5 نموذج الإشارة الصغيرة للـــ FET

Small-signal model (FET)

إذا نظرنا إلى خصائص ترانزستور المفعول الحقلي FET المبيَّنة في الشكلين 8.4–د و 16.4–د، على سبيل المثال، وجدنا أن التيار I_d يعتمد على جهد البوابة V_{gs} وعلى جهد المصرِف V_{ds} أيضاً:

$$I_d = I_d\,(V_{gs}, V_{ds}) \qquad (3.5)$$

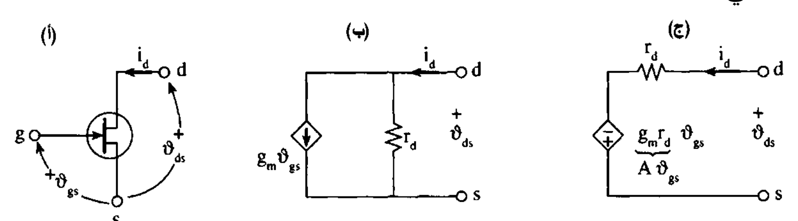
وفي حالة الإشارات الصغيرة التي تتأرجح تأرجحات صغيرة Δ حول نقطة العمل Q، نحصل من حساب التكامل والتفاضل على:

$$\Delta I_d = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \Delta V_{gs} + \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \Delta V_{ds} \qquad (4.5)$$

ويمكننا تمثيل التغيُّرات Δ بالجزء المتغيِّر أو المتناوب من الإشارة الكلية. على سبيل المثال، نضع $I_d = I_{d,Q} + \Delta I_d = I_{d,Q} + i_d$ (انظر الشكل 13.4–ب)، حيث استعملنا في هذه المعادلة الأحرف اللاتينية الصغيرة للتعبير عن المركِّبة المتناوبة من الإشارة. حينئذ، تُمكِن كتابة المعادلة 4.5 بالصيغة التالية:

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r_d} v_{ds} \qquad (5.5)$$

$g_m = \Delta I_d / \Delta V_{gs}$ هي ناقلية العبور، وتساوي في معظم ترانزستورات المفعول الحقلي ما بين 1000 و 10000 مكرو سيمنس، وهي تعبِّر عن كفاءة التحكُّم في تيار المصرِف بواسطة جهد البوابة. تُحدَّد ناقلية العبور تجريبياً، وذلك بتثبيت الجهد بين المنبع والمصرِف وأخذ نسبة تغيُّرات تيار المصرِف إلى تغيُّرات جهد البوابة. وهي غالباً ما تُستعمل للتعبير عن جودة الـــ FET. أما الموسط الآخر، الذي يُعبِّر عن الازدياد الطفيف في خصائص الخرج في الشكل 16.4–د، فهو مقاومة المصرِف $r_d = \Delta V_{ds} / \Delta I_d$ التي تتحدَّد بتثبيت جهد البوابة. أما قيمتها الشائعة فهي 50 KΩ.



الشكل 4.5: (أ) ترانزستور FET. (ب) نموذج FET للإشارات الصغيرة. (ج) نموذج منبع جهد مكافئ للـــ FET.

إن المعادلة 5.5 هي معادلة جمع تيارات في عقدة واحدة، والدارة الموافقة لها هي منبع تيار متفرع مع مقاومة وفق المبيَّن في الشكل 4.5–ب. إذن، دارة التيار المتناوب المكافئة للترانزستور FET عند مخرجه هي منبع حقيقي. وقد بيَّنا في المقطع 6.1 أن المنبع الحقيقي يمكن أن يأخذ صيغة دارة نورتون مكافئة (منبع تيار مع مقاومة على التفرع) أو صيغة دارة ثِفينين (منبع جهد متسلسل مع مقاومة). إذن، الطريقة الأخرى لتمثيل الـــ FET هي دارة ثِفينين المبيَّنة في الشكل 4.5–ج. ويمكننا الانتقال جيئةً وذهاباً بين هاتين الدارتين، ما دامت ممانعة الدارة

المفتوحة وجهدها، هما نفساهما، في الحالتين، بمعنى أن الدارتين متكافئتان. إذن، يساوي مطال جهد المنبع في دارة ثِفينين المكافئة $g_m r_d v_{gs}$ أو Av_{gs}، حيث إن $g_m r_d = A$ هو العامل العديم الوحدات الذي يمثِّل ربح الجهد في الترانزستور[4].

دعنا الآن نَرَ كيفية تبسيط دارة مضخِّم عادية، من قبيل تلك المبيَّنة في الشكل 5.5، باستعمال نموذج الإشارة الصغيرة. يُري الشكل 5.5–أ مضخِّم FET مع مكثِّفة تفريع ومكثِّفتي ربط، ومنبع v_i في الدخل، ومقاومة حمل في الخرج. ويُري الشكل 5.5–ب نفس الدارة بعد الاستعاضة عن الترانزستور بدارة الإشارة الصغيرة المكافئة. حينئذ تصبح لدينا دارة عادية للإشارات ذات المطالات الصغيرة (والمقصود بعادية أن الترانزستور المُربِك قد تحوَّل الآن إلى منبع تيار ومقاومة). ويمكننا إدخال مزيد من التبسيط بملاحظة أنه يمكن الاستعاضة عن المكثفات الكبيرة[5] في دارة التيار المتناوب بدارة قصر، وفق المبيَّن في الشكل 5.5–ج. فتتحدَّد ممانعة الدخل حينئذ بمقاومتَيْ الانحياز المتفرعتين R_1 و R_2. فإذا كانت قيمتاهما كبيرتين، وهذا هو الحال عادة لدرء تحميل منبع إشارة الدخل، أمكننا تقريب $R_1 \| R_2$ بمقاومة لانهائية. يُضاف إلى ذلك أنه إذا استعملنا دارة ثِفينين المكافئة بدلاً من دارة نورتون وصلنا إلى الصيغة النهائية للدارة المكافئة[6] المبيَّنة في الشكل 5.5–د التي تُظهر الـــ FET على أنه مضخِّم متحكَّم فيه بالجهد (جهد التحكُّم هو جهد الدخل). وقد مُثِّل مدخل المضخِّم بدارة مفتوحة، وهذا

---

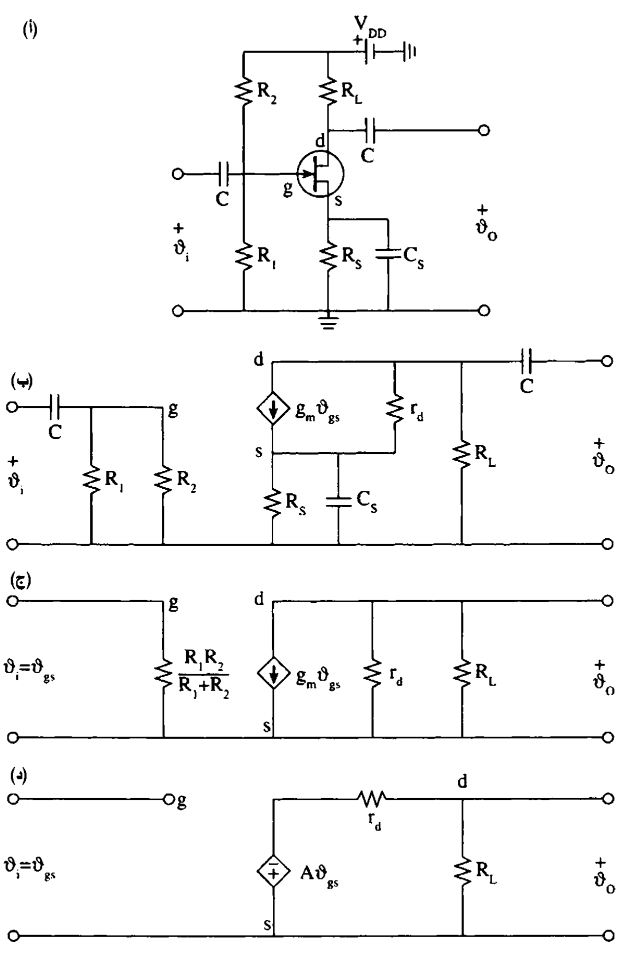
[4] يجب أن نميِّز الآن بين المنابع المستقلة والمنابع غير المستقلة. يُعطي منبع الجهد المستقل (الذي نمثِّله بالرمز ⊕) أو منبع التيار المستقل (الذي نمثِّله بالرمز ⏀) جهداً أو تياراً لهما مطال ثابت لا يتغير (ومن أمثلتهما البطارية ومقبس شبكة الكهرباء العامة ذو الجهد المتناوب 120 فولط). أما المنبع غير المستقل فهو منبع يجري التحكُّم في جهد خرجه بمقدار آخر ما، هو عادة جهد أو تيار موجود في مكان ما من الدارة. على سبيل المثال، المنبعان غير المستقلين المبينان في الشكلين 3.5 و 4.5 موجودان في دارة الخرج، لكن يجري التحكُّم فيهما بإشارة الدخل. يمثَّل منبع الجهد غير المستقل، أو المتحكَّم فيه، بمعين توجد في داخلة إشارة زائد–ناقص، ويُمثَّل منبع التيار غير المستقل بمعين يوجد في داخله سهم.

[5] تبدأ المكثفات ذات السعات الكبيرة في مضخمات الصوت بالعمل دارة قصر (أي $1/\omega C \approx 0$) عند ترددات أكبر من 20-30 هرتس.

[6] تُري المعاينة المتسرِّعة أن كلاً من الدارات المكافئة المبينة في الأشكال 5.5–ب و ج و د يتألف من نصفين مستقلين. ومن الواضح أن ذلك ليس صحيحاً، لأن النصفين مربوطان بجهد الدخل v_{gs} الذي يبدو على أنه الجهد المتحكِّم بالخرج.

تقريب معقول لترانزستورات المفعول الحقلي لأن ممانعات دخلها كبيرة جداً، ومن مرتبة 10^{14} أوم عادة.

لقد نجحنا حتى الآن في اختزال المضخِّم FET العادي (الشكل 5.5–أ) إلى صيغة المضخِّم الأساسية (الشكل 2.5–ب) التي قدَّمناها في بداية الفصل. لقد استعملنا في الشكل 2.5–ب مبرهنة ثِفينين لبيان أن مكوِّنات المضخِّم الأساسية هي مقاومة بين طرفي المدخل ومنبع حقيقي بين نهايتي المخرج. وبمقارنة الدارة المكافئة المبيَّنة في الشكل 5.5–ج أو د بتلك المبيَّنة في الشكل 2.5–ب، سوف نجد تشابهاً واضحاً.



الشكل 5.5: (أ) مضخِّم FET. (ب) الاستعاضة عن الترانزستور بنموذج الإشارة الصغيرة. (ج) دارة تيار متناوب مكافئة. (د) دارة مماثلة للدارة السابقة مع تقريب R_1 وR_2 المتفرعتين باللانهاية.

يمكن الآن الحصول على ربح المضخِّم $A_r = v_{\text{out}}/v_{\text{in}}$ بسهولة بتحديد جهد الخرج أولاً:

$$v_{\text{out}} = -\frac{Av_{gs}}{r_d + R_{\text{L}}} R_{\text{L}} = -g_m v_{gs} \frac{r_d R_{\text{L}}}{r_d + R_{\text{L}}} \quad (6.5)$$

وبذلك يكون ربح الإشارة في مضخِّم الـــ FET:

$$A_r = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m \frac{r_d R_{\text{L}}}{r_d + R_{\text{L}}} \approx -g_m R_{\text{L}} \Big|_{r_d \gg R_{\text{L}}} \quad (7.5)$$

لقد افترضنا أن $r_d \gg R_{\text{L}}$، وهذا افتراض صحيح لمعظم ترانزستورات الـــ FET في الحالات العملية. إن العبارة الأخيرة، أي المعادلة 7.5، كبيرة الفائدة، فهي تنص على أن أهم الموسطات في ربح المضخِّم هما ناقلية العبور للترانزستور g_m ومقاومة الحمل الخارجية R_L. وغالباً ما تكون زيادة مقاومة الحمل الخارجية هي أسهل الطرق لزيادة الربح. فإذا لم يكن ذلك عملياً، وجب اختيار ترانزستور آخر ذي ناقلية عبور أكبر، أو استعمال مرحلة تضخيم إضافية.

المثال 2.5

استعمل معادلة الربح 7.5 لإيجاد ربح المضخِّم المبيَّن في الشكل 5.5. واستعمل قيم المقاومات ومنحنيات خصائص الخرج التي أُعطيت في المثال 7.4 لتحديد الربح بيانياً للمضخِّم المبيَّن في الشكل 16.4–أ.

لتحديد الربح حسابياً باستعمال المعادلة 7.5، نحتاج أولاً إلى حساب ناقلية العبور g_m ومقاومة الخرج r_d من منحنيات الشكل 16.4–د. باستعمال منطقة متمركزة حول نقطة العمل، نحصل على ناقلية العبور (V_{ds} ثابت، وهذا يكافئ $v_{ds} = 0$):

$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} = \frac{(2.3 - 1.7)\,\text{mA}}{(-0.5 - (-0.7))\,\text{V}} = 3\,\text{mS} = 3 \cdot 10^{-3}\,\text{S}$$

وعلى نحو مشابه نحصل على مقاومة الخرج، وهي ميل منحني خصائص الخرج بالقرب من نقطة العمل (V_{gs} ثابت، وهذا يكافئ $v_{gs} = 0$):

$$r_d = \frac{\Delta V_{ds}}{\Delta I_d} = (10-0)\,\mathrm{V}/(2.1-1.9)\,\mathrm{mA} = 50\,\mathrm{k\Omega}$$

في المثال 7.4، أُعطيت مقاومة الحمل بـ $R_\mathrm{L} = 1.6\,\mathrm{k\Omega}$، ولذا تكون r_d أكبر كثيراً من R_L، وهذا ما يبرِّر استعمال المعادلة 7.5. إذن يساوي ربح المضخِّم:

$$A_r = -g_m R_\mathrm{L} = (-3\cdot10^{-3})(1.6\cdot10^{3}) = -4.8$$

وهذه نتيجة أفضل من النتيجة 5− التي حصلنا عليها بيانياً في المثال 7.4.

2.3.5 نموذج الإشارة الصغيرة للــ BJT

Small-signal model (BJT)

على غرار ما فعلناه في المقطع السابق، سوف نضع الآن نموذج دارة خطية، لترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT، صالحاً لإشارات الدخل الصغيرة. لذا سنمثِّل الإشارات الصغيرة بإشارات متناوبة راكبة على جهود أو تيارات مستمرة عند نقطة العمل. فإذا عاينَّا خصائص الــ BJT التي من قبيل تلك المعطاة في الأشكال 7.4 و 13.4 و 14.4، وجدناها شديدة اللاخطية، لكنْ إذا كانت تأرجحات الإشارة حول نقطة العمل على تلك المنحنيات صغيرة، أمكن تقريب المنحنيات اللاخطية بخطوط مستقيمة عند تلك النقطة. وبالمتابعة بنفس طريقة الــ FET، نجد أن تيار المجمِّع I_c في الأشكال المذكورة آنفا يعتمد على تيار القاعدة وجهد المجمِّع:

$$I_c = I_c(I_b, V_{ce}) \qquad (8.5)$$

وبمفاضلة هذه العلاقة باستعمال المشتقات الجزئية، نحصل على عبارة تقْرِن التغيُّرات Δ بتغيُّرات الجهد أو التيار الكليَّين الصغيرة (بجوار نقطة عمل ترانزستور ذي انحياز صحيح):

$$\Delta I_c = \frac{\partial I_c}{\partial I_b}\Delta I_b + \frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}}\Delta V_{ce} \qquad (9.5)$$

وعلى غرار ما سبق، نمثِّل تغيُّرات الإشارة الصغيرة بمركِّبتها المتناوبة[7]، أي إن $i_c = \Delta I_c$، و $i_b = \Delta I_b$، و $v_{ce} = \Delta V_{ce}$. ونعتبر أيضاً أن $\partial I_c / \partial I_b$ هو ربح التيار β (وذلك عند نقطة العمل مع V_{ce}. يُرمز للربح β بـــ h_f أيضا)، وأن $\partial I_c / \partial V_{ce}$ هو ميل خصائص المجمَّع (عند قيم I_b الثابتة) الذي يسمى عادة بناقلية المجمِّع التي تُعطى الرمز h_o، ومقلوبها هي مقاومة المجمِّع $r_c = 1/h_o$. إذن، يتصف خرج نموذج الإشارة الصغيرة بـــ:

$$i_c = \beta i_b + \frac{1}{r_c} v_{ce} \qquad (10.5)$$

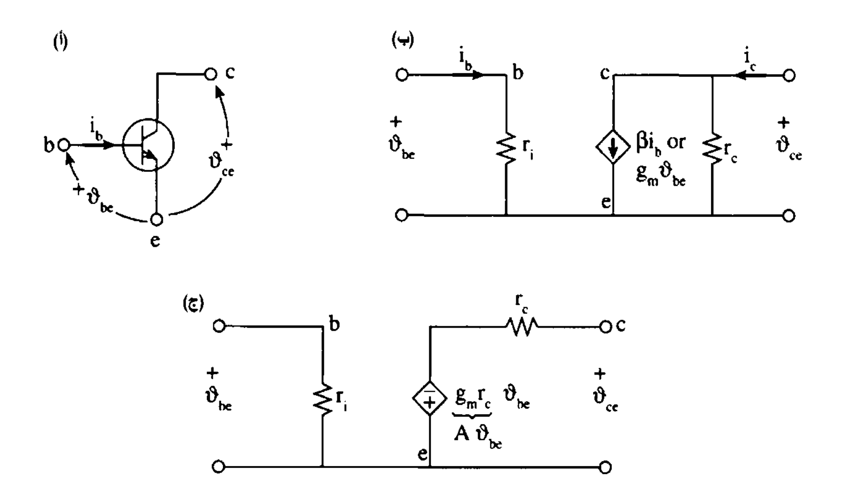
وهذه معادلة الدارة المكافئة للـــ BJT المبيَّنة في الشكل 6.5–ب. وعلى غرار حالة الـــ FET (أو الشكل 4.5–ب)، وعند نهايتي الخرج (وهما نهايتا المجمِّع والباعث)، يمثَّل الـــ BJT بمنبع تيار متحكَّم فيه متفرع مع مقاومة.

لكنْ ماذا عن مدخل مضخِّم الـــ BJT؟ كيف نوصِّفه؟ في حالة الـــ FET، اعتبرنا طرفَيْ المدخل دارة مفتوحة وفق المبيَّن في الشكل 5.5–ث، وكان ذلك تمثيلاً صحيحاً لأن مقاومة دخل الـــ FET كبيرة جداً، من رتبة 10^{14} أوم عادة. أما في حالة الـــ BJT، فلا يكون هذا التقريب صحيحاً، لأن هذا الترانزستور بطبيعته هو مضخِّم متحكَّم فيه بالتيار، في حين أن الـــ FET هو مضخِّم متحكَّم فيه بالجهد[8]. ولتحديد مقاومة الدخل، علينا أن نتذكَّر أن الـــ BJT لا يعمل على نحو صحيح إلا إذا كانت وصلة الدخل منحازة أمامياً.

---

[7] استعملنا العرف القائل بأن كل جهد أو تيار هو تراكب لمركبة مستمرة (عند نقطة العمل) ومركِّبة متناوبة صغيرة (انظر الشكل 11.4 أو الشكل 13.4–ب). مُثِّلت المركِّبة المستمرة بأحرف لاتينية كبيرة، ومُثِّلت المتناوبة بأحرف صغيرة (مثلاً: $I_b = I_{b,Q} + \Delta I_b = I_{b,Q} + i_b$).

[8] يجب أن تكون مقاومة دخل التجهيزات المتحكَّم فيها بالتيار صغيرة كي يكون ثمة جريان تيار ملائم في التجهيزة، في حين أن مقاومة دخل التجهيزات المتحكَّم فيها بالجهد يجب أن تكون كبيرة بغية تكوين جهد ملائم بين طرفَيْ المدخل.



الشكل 6.5: (أ) الدارة المكافئة لنموذج الـ BJT للإشارات الصغيرة. (ب) نموذج منبع التيار. (ج) نموذج منبع الجهد.

بكلمات أخرى، يجب أن يكون الجهد بين القاعدة والباعث مساوياً جهد الانتقال إلى حالة الوصل، أي $V_{be} \approx 0.7\,\text{V}$. وإذا كان أصغر[9] من $0.7\,\text{V}$، كان الترانزستور منحازاً عكسياً، وهذا يعني عدم مرور تيار باعث أو مجمِّع، أي إن الترانزستور يكون في حالة فصل. لذا، وبوجود جهد الانحياز المستمر، الذي يكون عادة من رتبة الفولط، تعمل وصلة الدخل عمل دَيود منحاز أمامياً، وتُمكِن نمذجتها على ذلك النحو. لكن الحالة تختلف حين تطبيق جهد الإشارة الصغير، الراكب فوق الجهد المستمر 0.7 فولط، على الدخل (أي على وصلة القاعدة والباعث) وفق المبيَّن في الشكل 6.5. فحينئذ، سوف تجعل تغيُرات V_{be} الصغيرة (أي v_{be})، الناجمة عن الاستجابة لإشارة الدخل الضعيفة، i_b يتغيَّر، ومن ثمَّ يتغيَّر i_c على نحو كبير، لكنْ بالتناسب مع i_b ($i_c = \beta i_b$). إذن، يمكن تحديد مقاومة الدخل، التي يراها منبع الدخل، التي نعمل على إيجادها، من خصائص الدَّيود المنحاز أمامياً المبيَّنة في الشكل 5.4، مع اعتبار أن المحور الشاقولي هو محور I_b، وأن المحور الأفقي هو محور V_{be}. باستعمال المعادلة 5.4 مع الانحياز الأمامي، وباعتبار أن الحد -1 مهمل مقارنة بالحد الأسِّي، نحصل على:

[9] لا يمكن لهذا الجهد أن يكون أكبر من 0.7 فولط، لأن أي محاولة لزيادته إلى أعلى من ذلك سوف تقتصر فقط على زيادة التيار زيادة كبيرة، وفق المبيَّن في الشكل 5.4، بدون أن يزداد الجهد.

$$I_b = I_o \exp(eV_{be}/kT) \quad (11.5)$$

وللحصول على مقاومة التغيُّرات الصغيرة في التيار، يمكننا اشتقاق المعادلة 11.5:

$$\Delta I_b = (\partial I_b/\partial V_{be})\,\Delta V_{be} \quad (12.5)$$

وفقاً لقانون أوم، يمثِّل حد المشتق الجزئي $\partial I_b/\partial V_{be}$ مقلوب مقاومة الدخل r_i التي تساوي $r_i = 1/(\partial I_b/\partial V_{be}) = 1/(I_b e/kT)$، والتي تساوي عند درجة حرارة الغرفة $(T = 20^\circ\mathrm{C} = 293\,\mathrm{K})$:

$$r_i = \frac{0.025}{I_b} = \beta\frac{0.025}{I_c} \quad (13.5)$$

حيث إن $kT/e = 0.025\,\mathrm{V}$، و $k = 1.38\cdot 10^{-23}\ \mathrm{J/K}$، و $e = 1.6\cdot 10^{-19}\ \mathrm{C}$، و I_b و I_c هما التياران الكليان عند نقطة العمل. يمكن الآن إعادة كتابة المعادلة 12.5 بالصيغة التالية:

$$i_b = \frac{1}{r_i}v_{be} \quad (14.5)$$

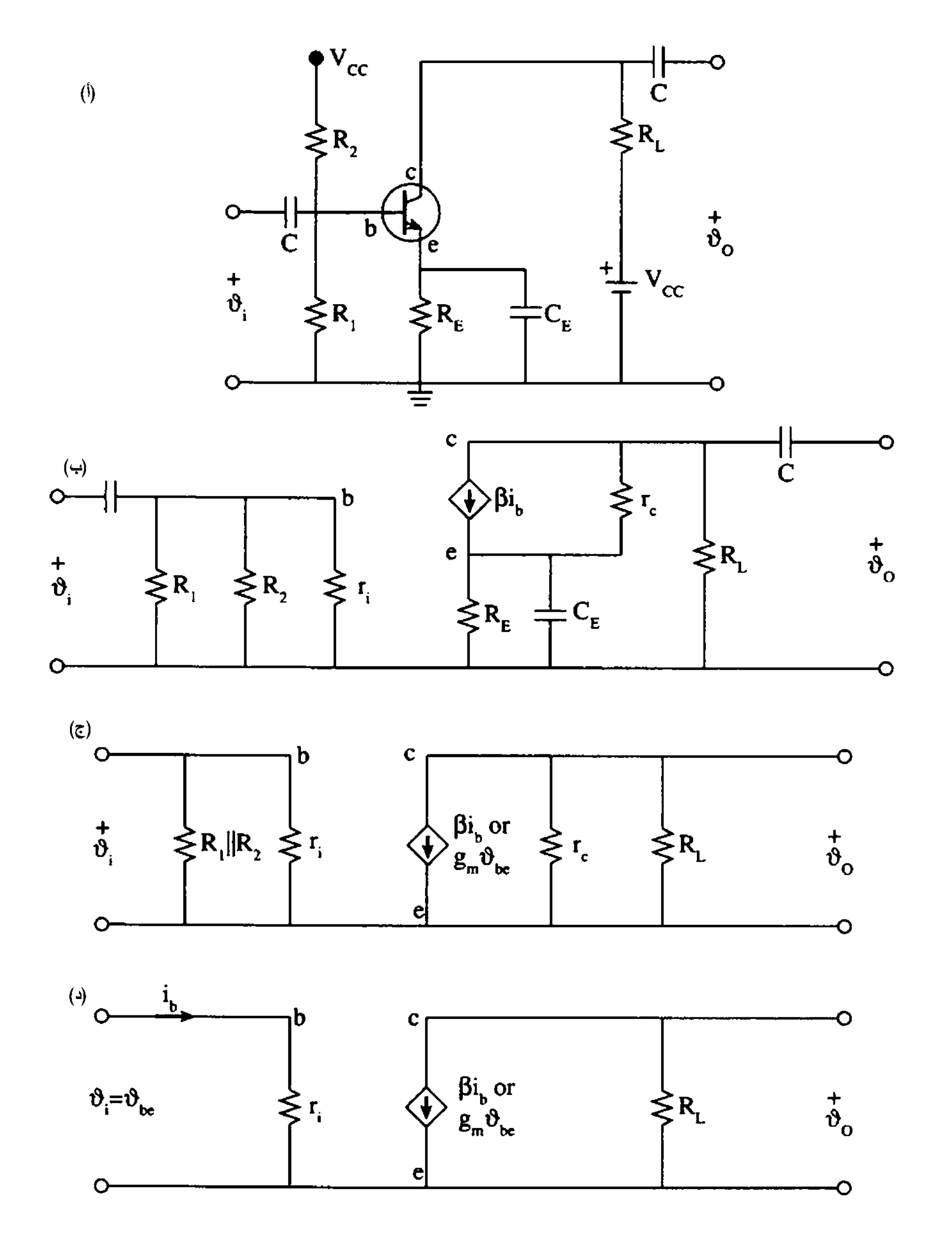
الخلاصة هي أن وصلة القاعدة والباعث تعمل في حالة الإشارات الصغيرة عمل مقاومة، لا عمل دَيود (تعمل الوصلة دَيوداً في حالة الجهود الكبيرة). وتقع قيم r_i الخاصة بترانزستور الباعث المشترك عادة بين 1 و 3 كيلو أوم، وتقع قيم β بين 50 و 150، و $r_c = 10^5\,\Omega$ (تُعرف r_c في المنشورات أيضاً بـــ $1/h_o$، وتُعرف r_i بـــ r_π أو h_i، ويُعرف الربح β بـــ h_f). وتُعرِّف المعادلتان 10.5 و 14.5 نموذجَ مضخِّمِ الـــ BJT للإشارات الصغيرة المبيَّنة دارته المكافئة في الشكل 6.5 حيث يبدو منبع التيار متحكَّماً فيه بتيار الدخل i_b. أما جهد الدخل v_{be}، فهو ملائم بنفس القدر للتحكُّم في المنبع، لأن تيار الدخل وجهده مرتبطان بواسطة العلاقة $i_b = v_{be}/r_i$. ومن ذلك ينتج أن $\beta i_b = \beta v_{be}/r_i = g_m v_{be}$، حيث اعتُبرت $g_m = \beta/r_i$ ناقلية العبور للـــ BJT. وبغية إجراء مقارنة مباشرة بالدارة

المكافئة للــ FET، واستخراج دارة منبع الجهد المكافئة للــ BJT (الشكل 6.5–ج)، تجب معرفة قيمة g_m الخاصة به. إلا أن الموسط الأكثر استعمالاً في حالة الــ BJT هو ربح التيار β، لا g_m الشائعة الاستعمال في دارات الــ FET.

تشابه الدارة المكافئة للــ BJT تلك الخاصة بالــ FET (الشكل 4.5) باستثناء أن مقاومة الدخل اللانهائية في حالة الــ FET تأخذ قيماً محدودة صغيرة نسبياً، من رتبة 1 كيلو أوم، في حالة الــ BJT.

سوف نبسِّط الآن دارات المضخِّم BJT التي من قبيل تلك المبيَّنة في الأشكال 14.4 و 18.4 و 7.5، وذلك باستعمال نموذج الإشارات الصغيرة. يُري الشكل 7.5–أ مضخِّم BJT يحتوي على مكثفة تفريع، ومكثفتَيْ ربط، ومنبع v_i موصول مع الدخل، ومقاومة حمل موصولة مع الخرج. وقد استعضنا في الشكل 7.5–ب عن الترانزستور BJT بدارة التيار المتناوب المكافئة له، وقصَرنا البطارية (يساوي الجهد المتناوب على طرفي البطارية الصفر، لأنها تعمل دارةَ قصرٍ للتيار المتناوب. يُضاف إلى ذلك أن جميع عقد وحدة التغذية أو البطارية مؤرَّضة فيما يخص التيار المتناوب). وعند الترددات العالية بقدرٍ كافٍ (التي هي أعلى من 20 هرتس)، تعمل المكثفات دارات قصَر، وتنتج من ذلك دارة الشكل 7.5–ج. ولضمان دخول معظم استطاعة الدخل في مقاومة دخل المضخِّم r_i، لا في مقاومتي الانحياز R_1 و R_2 (حيث تضيع فيهما)، فإن المقاومة المكافئة للمقاومتين المتفرعتين R_1 و R_2 تكون عادة أكبر من r_i[10]. أما مقاومة المجمِّع r_c (التي تقع قيمتها بين 50 و 100 كيلو أوم) فتكون عادة أكبر كثيراً من مقاومة الحمل R_L (التي تساوي 10 كيلو أوم عادة). لذا تنتُج من إهمال مقاومات الانحياز والمجمِّع الدارة المكافئة البسيطة المبيَّنة في الشكل 7.5–د التي

[10] من إجراءات التصميم الجيدة التي تدرأ تجَوُّل نقطة العمل على طول خط الحمل، وتجعل ربح الترانزستور β مستقراً، أن يكون تيار الانحياز عبر المقاومتين R_1 و R_2 أكبر بنحو عشر مرات من تيار القاعدة I_b.



الشكل 7.5: (أ) مضخِّم BJT. (ب) الاستعاضة عن الترانزستور بنموذج إشارة صغيرة. (ج) دارة تيار متناوب مكافئة. (د) دارة تيار متناوب مكافئة افتُرِض فيها أن محصلة المقاومتين المتفرعتين R_1 و R_2 أكبر كثيراً من r_i، وأن r_c أكبر كثيراً من R_L.

يمكن تحديد ربح الجهد فيها بسهولة:

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{v_o}{v_{be}} = -\frac{\beta i_b R_{\text{L}}}{i_b r_i} = -\frac{\beta R_{\text{L}}}{r_i} = -g_m R_{\text{L}} \tag{15.5}$$

وبالمثل:

$$A_i = \frac{i_{\text{out}}}{i_{\text{in}}} = \frac{i_o}{i_b} = \frac{\beta i_b}{i_b} = \beta \tag{16.5}$$

إذن، يساوي ربح التيار في المضخِّم ربح التيار في الترانزستور β (شريطة أن يكون التيار في r_c مهملاً مقارنة بالتيار الذي يمر في R_{L}). أما ربح الاستطاعة في مضخِّم الــ BJT فيُعطى بــ:

$$A_p = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{|v_o i_o|}{|v_i i_i|} = |A_v A_i| = \frac{\beta^2 R_{\text{L}}}{r_i} \tag{17.5}$$

وعلى غرار ما فعلناه في حالة ترانزستور المفعول الحقلي FET، بيَّنا أيضاً أنه يمكن اختزال مضخِّم ترانزستور الوصلة الثنائية القطبية BJT إلى الصيغة الأساسية المبيَّنة في الشكل 2.5–ب. فبمقارنة دارة الشكل 7.5–د بدارة الشكل 2.5–ب، نرى أوجه التشابه بجلاء (حتى إن المقارنة تكون أفضل إذا بدَّلنا في الشكل 7.5–د منبع التيار بمنبع جهد ثِفينين).

المثال 3.5

صمِّم مضخِّماً من النوع المبيَّن في الشكل 7.5–أ كي يُغذِّي دخل مضخِّم آخر ممانعة دخله تساوي 10 كيلو أوم، أي افترض أن مقاومة حمل مضخِّم الشكل 7.5–أ الموصولة بين نهايتَيْ مخرجه تساوي $R'_{\text{L}} = 10\,\text{k}\Omega$. إن المطلوب هو تكوين جهد مقداره 1 V بين طرفَيْ مدخل المضخِّم الثاني حين وصله مع منبع جهد تردده يساوي 100 هرتس (وجهده يساوي $v_s = 10\,\text{mV}$، على التسلسل مع مقاومة R_s) مع مدخل المضخِّم الذي في قيد التصميم. أما دارة المضخِّم المطلوب فهي كتلك المبيَّنة في الشكل 18.4–أ. استعمل في التصميم خصائص مجمِّع الترانزستور المبيَّنة في الشكل 14.4–د، وارسم خط حمل يمر في وسط المنطقة الفعالة، ونقطة عمل تقع في منتصف خط العمل. واستعمل جهد تغذية يساوي $V_{\text{CC}} = 12\,\text{V}$. حدِّد

R_{L} و R_{E} و R_1 و R_2 وممانعة الدخل Z_i وممانعة الخرج Z_o (مرئية من مدخل المضخِّم الثاني)، وقيمة R_s التي تعطي جهد الخرج المنشود، أي $1\,\mathrm{V}$.

تصميم موسطات الجهد المستمر. يبيِّن الشكل 18.4-ب دارة التيار المستمر المكافئة. إذا مر خط الحمل من النقطتين $V_{ce}=12\,\mathrm{V}$ و $I_c=6\,\mathrm{mA}$ في الشكل 14.4-د، نتج أن $R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}=12\,\mathrm{V}/6\,\mathrm{mA}=2\,\mathrm{k\Omega}$. وتُعطي نقطة العمل المختارة في منتصف خط الحمل $v_{ce,Q}\approx 6.2\,\mathrm{V}$، و $I_{c,Q}\approx 2.8\,\mathrm{mA}$، و $I_{b,Q}\approx 50\,\mu\mathrm{A}$. والآن يجب اختيار R_{E}. تجعل القيمة الكبيرة لهذه المقاومة الدارة أفضل استقراراً، لكنها تخفِّض الربح لأن الجهد المضخَّم المتاح هو ذاك الذي يظهر بين طرفي R_{L} فقط. دعنا نَخْتَرْ $R_{\mathrm{E}}\approx 0.1R_{\mathrm{L}}$ على أساس أن هذا الخيار يمثِّل حلاً وسطاً، علماً بأننا نستطيع دائماً جعلها أكبر إذا اقتضت تغيُّرات درجات الحرارة المحيطية الزائدة ذلك. إذن، $R_{\mathrm{E}}=0.2\,\mathrm{k\Omega}$، و $R_{\mathrm{L}}=1.8\,\mathrm{k\Omega}$. فيهبط على R_{E} $0.2\,\mathrm{k\Omega}\cdot 2.8\,\mathrm{mA}=0.56\,\mathrm{V}$، أي إن جهد الباعث يساوي 0.56 فولط بالنسبة إلى الأرضي. ونظراً إلى أن الجهد بين القاعدة والباعث يجب أن يساوي 0.7 فولط كي يتحوَّل الترانزستور إلى ناقل، يجب أن يساوي جهد القاعدة $0.56+0.7=1.26\,\mathrm{V}$ بالنسبة إلى الأرضي، وهذا جهد يجب أن يوفِّره مجزِّئ الجهد الذي يعطي جهد الانحياز. إذن، $R_1=1.26\,\mathrm{V}/I_1$. لكننا لم نحدِّد I_1 حتى الآن. ونظراً إلى أننا نريد مرور تيار مستقر في القاعدة يُوفِّره مجزِّئ الجهد R_1 و R_2، فإن من الممارسات الهندسية الجيدة أن يساوي التيار المار في مقاومتَيْ الانحياز $10I_b$. طبعاً، كلما كان التيار المار في R_1 و R_2 أكبر، كان I_b أكثر استقراراً عندما تتغيَّر درجة الحرارة. لكن هذا سوف يزيد من استهلاك الطاقة في مقاومتَي الانحياز، ويُنقص ممانعة الدخل، ويُخفِّض ربح التيار في المضخِّم، وجميعها مفاعيل غير مرغوب فيها. لذا، نلجأ إلى حل وسط ونختار $I_1\approx 10\,i_b=0.5\,\mathrm{mA}$، فينتج $R_1=1.26/0.5=2.52\,\mathrm{k\Omega}$. ولتحديد مقاومات الانحياز الأخرى، نلاحظ أن:

$$R_1+R_2=V_{\mathrm{CC}}/I_1=12\,\mathrm{V}/0.5\,\mathrm{mA}=24\,\mathrm{k\Omega}$$

ومنها ينتج: $R_2=24\,\mathrm{k\Omega}-R_1=21.48\,\mathrm{k\Omega}$. بهذا يكتمل تصميم موسطات الجهد

المستمر: إن نقطة عمل الترانزستور وعامل ربحه β، اللذين يمكن أن يتغيَّرا مع تغيُّر درجة الحرارة، يتصفان بأنهما جيدا الاستقرار في هذه الدارة.

تصميم موسطات التيار المتناوب. يُري الشكل 18.4–ت دارة التيار المتناوب المكافئة لهذا المضخِّم. من خصائص الخرج المبيَّنة في الشكل 14.4–د، نجد أن $\beta \approx 60$ و $r_c \approx 60\,\mathrm{k\Omega}$ (تقدير قيمة هذه المقاومة صعب بسبب ميل الخط الصغير)، وباستعمال العلاقة 13.5 ينتُج $r_i = 0.025 \cdot 60/2.8 = 536\,\Omega$. بعد حصولنا على هذه القيم، يمكننا حساب الربح والممانعات. باستعمال العلاقة 15.5، نجد أن ربح الجهد يساوي:

$$A_v = -\beta(R_\mathrm{L} \| R'_\mathrm{L})/r_i = -60 \cdot (1.8\,\mathrm{k\Omega} \parallel 10\,\mathrm{k\Omega})/0.536\ \mathrm{k\Omega} = -171$$

وهذا ربح كبير يؤدي إلى ظهور $10\,\mathrm{mV} \cdot 171 = 1.71\,\mathrm{V}$ في مدخل المضخِّم الثاني الذي يحتاج إلى 1 V فقط. ولتخفيض هذا الجهد يمكننا تخفيض جهد الدخل من 10 ميلِّي فولط إلى 5.8 ميلِّي فولط، وذلك بزيادة مقاومة المنبع R_s بحيث يُعطي مجزِّئ الجهد المكوَّن منها ومن r_i الجهد $10\,\mathrm{mV} \cdot r_i/(r_i + R_s) = 5.8\,\mathrm{mV}$ عند مدخل المضخِّم الذي في قيد التصميم. إذن: $R_s = 407\,\Omega$ لأن $r_i = 536\,\Omega$. بناء على ذلك، يُعطي منبع جهد الدخل، الذي يساوي جهده 10 ميلِّي فولط والمتسلسل مع المقاومة $R_s = 407\,\Omega$، بعد التضخيم جهدا مقداره 1 فولط عند مدخل المضخِّم الثاني. أما ممانعة الدخل التي يراها منبع الإشارة فتساوي $Z_i = r_i = 536\,\Omega$. وتساوي ممانعة خرج هذا المضخِّم، التي يراها المضخِّم الثاني $Z_o = R_\mathrm{L} = 1.8\,\mathrm{k\Omega}$ (إذا كانت ثمة حاجة إلى جواب أكثر دقة استعمل R_L متفرعة مع r_c).

3.3.5 مقارنة المضخِّمات Comparison of amplifiers

لقد لاحظنا أن الــ FET هو مضخِّم جهد من حيث الجوهر (أو بالأحرى منبع تيار متحكَّم فيه بالجهد)، وأن الــ BJT هو مضخِّم تيار (أو منبع تيار متحكَّم فيه بالتيار). فبضعة إلكترونات فقط تلزم لتشغيل الــ FET، وذلك لأن ممانعة دخله عالية جداً، ولذا يكون ملائماً تماماً ليكون مضخِّماً أولياً حيث تكون إشارة

الدخل ضعيفة جداً (منخفضة الاستطاعة). ولا يمثِّل هذا المضخِّم حملاً لمنبع الإشارة الضعيفة (لا يستجر تياراً يُذكر من المنبع)، ولذا يجعل كامل جهد المنبع، الذي يقع غالباً في مجال المكرو فولت، يظهر على مدخله. وبسبب ممانعة الدخل العالية[11]، يمكن لربح الاستطاعة في الـــ FET أن يكون كبيراً جداً، لكن هذا قليل الأهمية إذا لم يكن التطبيق في المرحلة الأخيرة من المضخِّم (انظر الشكل 1.5)، لأن ربح الجهد هو الضروري في معظم مراحل المضخِّم. ونظراً إلى أن الـــ BJT هو مضخِّم تيار من حيث الجوهر، فإنه يتصف بممانعة دخل منخفضة، من مرتبة الألف أوم عادة. وباستثناء هذا العيب، فإنه يتصف بربح جهد ممتاز مقارنة بالـــ FET، ولذا يُعتبر مضخِّماً مثالياً لوضعه في المرحلة الثانية بعد مضخِّم الـــ FET الأولي. وإنه لمن فضل القول إن المضخِّمات العملية العالية الربح تتحقَّق بوضع عدد من مراحل التضخيم على التتالي، كلٌّ منها يتصف بخواص مختلفة.

وتساوي ممانعة خرج مضخِّمات الـــ FET والـــ BJT، التي تتألَّف من R_{L} متفرِّعة مع r_d أو r_c، 5 كيلو أوم عادة. ونظراً إلى أن ممانعة الحمل الداخلية R_{L} (التي تختلف عن ممانعة الحمل الخارجية R'_{L} المبيَّنة في الشكل 18.4–أ) أصغر كثيراً عادة من r_d أو r_c، يمكننا القول إن $Z_o \approx R_{\text{L}}$. إن ممانعة الخرج التي تساوي 5 كيلو أوم كبيرة إلى حد ما وليست ملائمة غالباً لتغذية المرحلة التالية بالإشارة. لذا نحتاج إلى مِعزال buffer، أي وسيط يمكن حشره بين مرحلتي التضخيم. يجب أن تكون ممانعة دخل المعزال كبيرة (من مرتبة الميغا أوم) وأن تكون ممانعة خرجه صغيرة (نحو مئة أوم). وتُسمى الدارة التي من هذا النوع بالتابع الباعثي emitter follower (أو BJT ذو مجمِّع مؤرَّض أو مشترَك) أو التابع المنبعي source follower (FET ذو مصرِف مؤرَّض أو مشترَك)، ويساوي ربح الجهد فيها 1، وتساوي ممانعة خرجها نحو 100 أوم. إذن، يُعتبر الـــ FET ذو المنبع المشترك، الذي يأتي بعده تابع باعثي، أو تابع منبعي، مضخِّماً

---

[11] يقضي العرف باستعمال العبارتين: ممانعة الدخل وممانعة الخرج، برغم أن الممانعة هي مقاومة في معظم الحالات.

ثنائي المراحل ممتازاً يتصف بالخواص المطلوبة المتمثِّلة بممانعة دخل كبيرة جداً وممانعة خرج صغيرة جداً. أما حجم هذا المضخِّم بشكله المتكامل فهو صغير جداً ويصلح ليكون مضخِّمَ دخلٍ، وهو شائع الاستعمال في أجهزة القياس التي من قبيل راسم الإشارة.

وثمة تشكيلة أخرى ممكنة، لكنها نادرة الاستعمال، هي الـــ BJT المؤرَّض أو المشترَك القاعدة، والـــ FET المؤرَّض أو المشترَك البوابة. تتصف هذه التركيبة بممانعة دخل منخفضة غير مألوفة (نحو 20 أوم)، وهي قيمة غير مرغوب فيها عادة.

أما الفوارق الأخرى بين مضخِّمات الـــ FET و الـــ BJT فهي باختصار أن الـــ BJT هو تجهيزة ثنائية القطبية (وصلتا *pn* مع تياري أغلبية وأقلِّية) في حين أن الـــ FET وحيد القطبية (وصلة واحدة وتيار أغلبية فقط). ويتصف الـــ BJT أيضاً بأنه أكثر خطية، لأن منحنيات خصائص خرجه أكثر استقامة وتباعدها أكثر انتظاماً من منحنيات خرج الـــ FET. لكن الـــ FET يستهلك طاقة أقل، ويمكن جعله أصغر وأرخص تكلفة، أما الـــ BJT فهو أكثر متانة ويعطي استطاعات أعلى، إضافة إلى أن استجابته الترددية أعرض. ونظراً إلى أن ناقلية العبور فيه أكبر ($g_m = 50\,000\,\mu\text{S}$ في الـــ BJT و $g_m = 2\,000\,\mu\text{S}$ في الـــ FET)، يمكن أن يكون ربح الجهد فيه أعلى كثيراً.

4.5 تقدير الربح بالديسيبل Decibel Notation for Gain

يقتضي العمل السليم لمنظومة، من قبيل شبكة الاتصالات، وضع المضخِّمات وغيرها من التجهيزات، ومنها المرشِّحات ومعالِجات الإشارة وخطوط الاتصالات، على سبيل المثال، على التتالي (أي وصل خرج واحدة منها مع دخل التي تليها). فالمضخِّم العادي، مثلاً، يتألَّف من مضخِّم أولي ومضخِّم رئيسي ومضخِّم استطاعة، وتوصَل هذه المضخِّمات معاً على التتالي وتوضع ضمن نفس العلبة غالباً. ويساوي الربح الكلي لهذه التجهيزات الموصولة على التتالي جداء أرباحها الإفرادية. وحين حساب ذلك الربح الكلي، قد يكون من الأسهل جمع

لوغاريتمات أرباح المراحل المتتالية بدلاً من ضرب الأرباح الإفرادية معاً. لتكن A_1 و A_2 و A_3..إلخ الأرباح الإفرادية لمجموعة تجهيزات متتالية. حينئذ يساوي ربحها A مجتمعة $A = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdots$. وبالتعبير عن A بالديسيبل decibel dB نحصل على[12]:

$$A_{\mathrm{dB}} = 10\ \log A = 10\ \log(A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdots) \qquad (18.5)$$

$$= 10\ \log A_1 + 10\ \log A_2 + 10\ \log A_3 + \cdots$$

$$= A_{1,\,\mathrm{dB}} + A_{2,\,\mathrm{dB}} + A_{3,\,\mathrm{dB}} + \cdots$$

فمثلاً، إذا تألَّفت منظومة من خط نقل ضياعاته تساوي 2 ديسيبل، ومرشح ضياعاته تساوي 3 ديسيبل، ومضخِّم ربح الاستطاعة فيه يساوي 20 ديسيبل، كان ربح المنظومة الكلي 15 ديسيبل ($-2\mathrm{dB} - 3\mathrm{dB} + 20\mathrm{dB} = 15\,\mathrm{dB}$).

ثمة معنى للديسيبل فقط حينما نتعامل مع نسبة عددين. وفي حالة تجهيزة، لها مدخل ومخرج من قبيل المضخِّم، يُعطى ربح الاستطاعة المقدَّر بالــ dB بلوغاريتم نسبة الاستطاعة[13] $A = P_o / P_i$:

$$A_{\mathrm{dB}} = 10\ \log \frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{in}}} \qquad (19.5)$$

اللوغاريتم هنا هو اللوغاريتم العشري. إذا كانت استطاعة خرج مضخِّم صوتي تساوي 3 واط، وأمكن تغييرها لتصبح 6 واط، كانت الزيادة $10\log(6/3) = 3.01\mathrm{dB}$. أي إن مضاعفة الاستطاعة تكافئ زيادتها بمقدار 3 dB.

---

[12] للتبسيط حذفنا الدليل السفلي p من رمز ربح الاستطاعة A_p. لاحظ أيضاً أنه إذا كان ربح التيار $A_i = I_2/I_1$، وكان ربح الجهد $A_v = V_2/V_1$، كان ربح الاستطاعة $A_p = |A_i A_v|$.

[13] برغم أن الديسيبل هو تعبير عن استطاعة نسبية، فإنه يمكن استعماله أيضاً للتعبير عن الاستطاعة المطلقة بعد تعريف مستوى استطاعة مرجعي من قبيل ذاك المستعمل في مجال الهندسة، الذي يساوي 1 ميلِّي واط بوصفه P_i. إذن، المضخِّم الذي يُعطي استطاعة مقدارها 15 واط في خرجه، يُعطي استطاعة مقدارها $10\log(15/0.001) = 41.8\,\mathrm{dB}$ فوق المستوى المرجعي 1 ميلِّي واط. ويُستعمل الرمز dBm للدلالة على أن المرجع هو 1 mW. لذا يوصف المضخِّم المذكور بأنه ذو ربح يساوي 41.8 dBm.

ونظراً إلى أن الـــ 3 dB هو التغيُّر الأصغري في مستوى الاستطاعة الصوتية الذي يمكن للشخص العادي أن يميِّزه (1 dB هو التغيُّر الأصغري في المستوى الذي يمكن للأذن البشرية أن تكشفه)، فإن من المفاجئ للكثيرين أن تؤدي مضاعفة الاستطاعة إلى تغيُّر طفيف في الصوت. وتكافئ مضاعفة مستوى الاستطاعة بمقدار 10 و 100 و 1000 مرة زيادة بالديسيبل تساوي 10 و 20 و 30. وعلى نحو مشابه، يكافئ انخفاض الاستطاعة بنفس المقادير قيما بالديسيبل تساوي 10− و 20− و 30−.

ونظراً إلى أن الاستطاعة متناسبة مع مربع الجهد أو التيار، تُمكِن كتابة المعادلة 19.5 أيضاً بالصيغة $A_{\mathrm{dB}} = 10 \log((V_o^2/R_o)/(V_i^2/R_i))$. وإذا كانت $R_o = R_i$، أُعطي ربح الاستطاعة بـــ:

$A_{\mathrm{dB}} = 20 \ \log \ V_o/V_i = 20 \ \log \ I_o/I_i$. ومن الشائع استعمال العبارة الأخيرة حتى حينما تكون $R_o \neq R_i$. يُضاف إلى ذلك أن استعمال الديسيبل يمثِّل طريقة سهلة لحساب ربح الجهد في المضخِّمات. فمثلاً، المضخِّم الذي يساوي ربح الإشارة فيه 1000، هو مضخِّم يزيد جهد خرجه V_o بألف مرة على جهد دخله V_i، أي إن ربح الجهد فيه يساوي 60 dB. وعموماً، حين مقارنة إشارتين، إذا كان مطال إحداهما ضعف مطال الأخرى، اعتبرنا أنها أكبر منها بـــ 6 dB. والإشارة التي يساوي مطالها 10 أمثال مطال الأخرى، تكون أكبر منها بـــ 20 dB، والإشارة التي يساوي مطالها 0.1 من مطال الأخرى، تكون أكبر منها بـــ $-6\,\mathrm{dB}$ (أصغر منها بـــ $6\,\mathrm{dB}$)، وتلك التي يساوي مطالها 0.001 من مطال الأخرى، تكون أكبر منها بـــ $-60\,\mathrm{dB}$ (أصغر منها بـــ $60\,\mathrm{dB}$).

5.5 استجابة المضخِّم الترددية

Frequency Response of Amplifiers

لقد افترضنا أن الربح A الذي حسبناه في المقاطع السابقة ثابت ومستقل عن مطال وتردد إشارة الدخل. لكنْ عملياً، يكون A ثابتاً على مجال محدود من الترددات فقط، يُسمى المجال الأوسط midband. ويُعرف الربح في هذا المجال بربح المجال

الأوسط. وفيما يخص الترددات التي هي أدنى أو أعلى من المجال الأوسط، يتناقص الربح باستمرار حتى الصفر. أما أسباب هذا التناقص فهي مكثفات الربط عند الترددات المنخفضة والسعات التفرعية الشاردة عند الترددات العالية. دعنا نستقصِ الترددات المنخفضة أولاً.

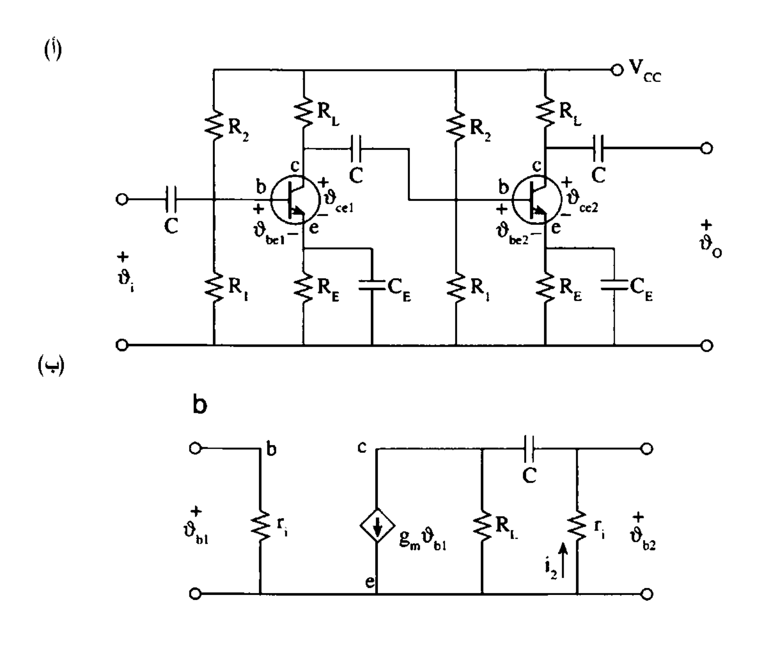
1.5.5 نقصان الربح عند الترددات المنخفضة

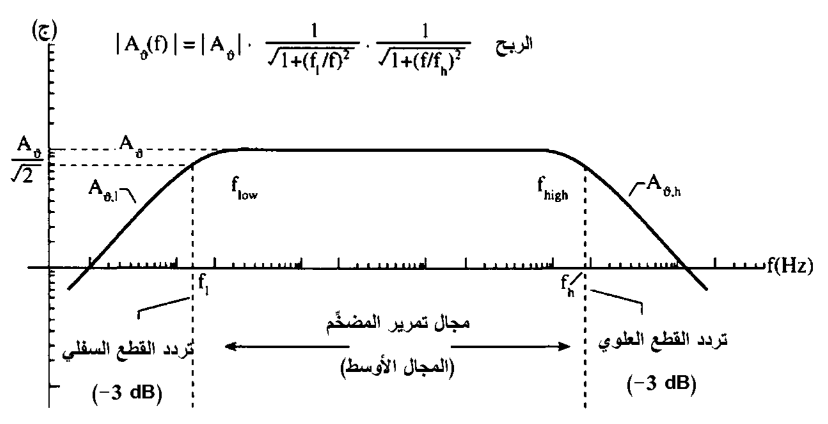
Gain at low frequencies

يُري الشكل 5.8–أ مضخِّماً شائعاً مؤلَّفاً من مرحلتين تربط بينهما دارة RC. تكوِّن مكثِّفات الربط بين مراحل المضخِّم، مع أي مقاومة قبلها أو بعدها، مرشح تمرير ترددات عالية من قبيل ذاك المبيَّن في الشكل 7.2–أ. والغرض من مكثفة الربط هو منع وصول التيار المستمر إلى دخل مرحلة التضخيم التالية (حيث يمكن أن يُشبِّع قاعدة أو بوابة الترانزستور)، والسماح للإشارة المتناوبة بالوصول إليه. ووفقاً لما أشرنا إليه في المقطع 3.2، لا تتحقَّق هذه المهمة على نحو مثالي: فإضافة إلى منع التيار المستمر من المرور، تُخمِّد المكثفة الترددات الدنيا. ويمكن حساب مقدار التخميد باستعمال نموذج دارة الإشارة الصغيرة المبيَّنة في الشكل 8.5–ب، حيث أُهملت المقاومتان R_1 و R_2 لأنهما تكونان عادة أكبر كثيراً من مقاومة دخل مرحلة المضخِّم التالية r_i (يمكننا دائماً أخذهما في الحسبان حين اللزوم في التشكيلة التفرعية $(R_1||R_2||r_i)$). باستعمال العلاقة 15.5، نجد أن ربح المضخِّم في المجال الأوسط يساوي $A_v = v_{b2}/v_{b1} = -g_m(R_L||r_i)$ (افتُرض أن ردِّية المكثفة $1/\omega C$ في المجال الأوسط صغيرة، ومن ثَمَّ أن المكثفة هي دارة قصَر). وعند الترددات المنخفضة، حيث تزداد ردِّية C حتى قيمة تضاهي قيمتَيْ r_i و R_L، يساوي الربح:

$$A_{v,l} = \frac{v_{b2}}{v_{b1}} = -\frac{i_2 r_i}{v_{b1}} = -g_m \frac{r_i R_L}{r_i + R_L} \frac{j\omega C(r_i + R_L)}{1 + j\omega C(r_i + R_L)} \qquad (20.5)$$

حيث حُسِبت قيمة i_2 (بتجزئة التيار) من الشكل 8.5–ب:





الشكل 8.5: (أ) مضخِّم ذو مرحلتين. (ب) دارة إشارة صغيرة مكافئة للمرحلة الأولى عند الترددات المنخفضة. تعمل مقاومة الدخل r_i بوصفها مقاومة حمل خارجية. (ج) حزمة تمرير المضخِّم، وهي تُبيِّن التخميد عند الترددات المنخفضة والعالية.

$$i_2 = g_m v_{b1} \frac{R_L}{R_L + r_i + 1/j\omega C} \qquad (21.5)$$

إذن، يساوي الربح عند الترددات المنخفضة الربح في المجال الأوسط

مضروباً بتابع تحويل مرشِّح، أي:

$$A_{v,l} = A_v \cdot j\,\omega C\,(r_i + R_\text{L}) / (1 + j\,\omega C\,(r_i + R_\text{L}))$$

ومع تزايد التردد ω باتجاه المجال الأوسط والترددات التي هي أعلى، تنتهي قيمة حد تابع تحويل المرشح إلى 1، أي إن $\lim_{\omega\to\infty} A_{v,l} = A_v$. إذن، لا تؤثِّر مكثِّفات الربط في ربح المضخِّم عند الترددات العالية. وإذا عرَّفنا تردد القطع، أو تردد الزاوية أو نصف الاستطاعة، بـــ:

$$f_l = \frac{\omega_l}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C\,(r_i + R_\text{L})} \tag{22.5}$$

أمكننا كتابة عبارة الربح عند الترددات المنخفضة وفق ما يلي:

$$A_{v,l} = A_v\,\frac{j\,f/f_l}{1 + j\,f/f_l} = A_v\,\frac{1}{1 - j\,f_l/f} \tag{23.5}$$

وغالباً ما يكون مطال الربح هو المطلوب، ويُعطى بالقيمة المطلقة (التي لا تتضمن قيماً تخيُّلية):

$$\left|A_{v,l}\right| = \left|A_v\right| \frac{1}{\sqrt{1 + (f_l/f)^2}} \tag{24.5}$$

تُمثِّل هذه العلاقة الجزء الأيسر من منحني الشكل 8.5−ج[14]. إذن تحدُّ مكثفات الربط من أداء المضخِّمات عند الترددات المنخفضة. للاطلاع على مزيد من تفاصيل مرشحات تمرير الترددات العالية، انظر الشكل 7.2. أما تردد الزاوية f_l (المعروف أيضاً بتردد القطع أو تردد نصف الاستطاعة) فهو التردد الذي يساوي عنده ربح الجهد $1/\sqrt{2}$ من الربح في المجال الأوسط، أو التردد الذي يقل ربحه بـــ $3\,\text{dB}$ عن الربح في المجال الأوسط. ويتضِّح من الشكل أن الربح ينخفض بمقدار $20\,\text{dB}$ مع كل انخفاض مقداره 10 مرات في قيمة التردد (ميل المنحني يساوي $20\,\text{dB}$ لكل عَقْد من

---

[14] من الواضح أن الربح في المجال الأوسط يساوي A_v مضروباً بتابع تحويل مرشِّح تمرير ترددات عالية من النوع RC المعطى بالعلاقة 15.2.

الترددات). وفيما يخص مضخِّمات الصوت العالية الجودة التي تُصدِر ترددات منخفضة، يجب أن يكون $f_l = 20\,\text{Hz}$ أو أقل، وإلاّ كانت النتيجة صوتاً حاداً قليلاً. وللحصول على استجابة ترددية جيدة عند الترددات المنخفضة، نحتاج إلى قيم كبيرة لـــ r_i و R_L و C (انظر العلاقة 22.5)، أو علينا إلغاء مكثفات الربط كلياً واستعمال مضخِّمات الربط المباشر فقط. لكن تحقيق المضخِّمات ذات الربط المباشر أصعب تصميماً وأقل استقراراً ومرونة، ومع ذلك، هي شائعة الاستعمال في الدارات المتكاملة لأن المكثفات تحتل حيِّزاً كبيراً. ومن ناحية أخرى، يُعتبر استعمال مكثفات التفريع التي توضع تفرعياً مع مقاومتي الانحياز R_E و R_D (لزيادة ربح مرحلة التضخيم) غير عملي أيضاً في الدارات المتكاملة. لذا كانت المضخِّمات المتعددة المراحل ذات الربط المباشر مفيدة جداً في تصغير أحجام الدارات، ونظراً إلى عدم احتوائها على ردِّية ربط سعوية، فإنها تتصف بصفة هامة أخرى: لا يوجد فيها تردد قطع سفلي، وهي تضخِّم الترددات المنخفضة حتى $f_l = 0$، أي حتى التيار المستمر.

المثال 4.5

لدينا في الدارة المبينة في الشكل 8.5−ب: $R_\text{L} = 5\,\text{k}\Omega$ و $r_i = 1\text{k}\Omega$. احسب قيمة مكثفة الربط C التي تجعل $f_l = 20\,\text{Hz}$. كرِّر الحل لمضخِّم FET فيه $R_g = 1\text{M}\Omega$.

في حالة الترانزستور BJT، وباستعمال المعادلة 22.5، نحصل على:

$$f_l = 20\,\text{Hz} = \frac{1}{2\pi C\,(1000 + 5000)}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 20\,(1000 + 5000)} = 1.33\,\mu\text{F}$$

وفي حالة الترانزستور FET، تكون ممانعة دخل الترانزستور المكافئة r_i كبيرة جداً، ويمكن تمثيلها بدارة مفتوحة. عندئذ تتحدَّد ممانعة دخل المضخِّم بمقاومة الانحياز التي نسميها R_g، التي تساوي R_Th في دارة مضخِّم الـــ FET المبيَّنة في الشكل 16.4. لذا:

$$f_l = 20\,\text{Hz} = \frac{1}{2\pi C\,(10^6 + 5000)}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 1.005 \cdot 10^6} = 0.008\,\mu\text{F}$$

ونظراً إلى أن ممانعة دخل الـــ FET أعلى كثيراً من تلك التي للـــ BJT، يمكن استعمال مكثفات ربط بين مراحل مضخِّمات الـــ FET سعاتها أصغر كثيراً. وهذه ميزة كبرى في تصغير الدارات لأن المكثفات التي سعاتها أقل تكون أصغر حجما عادة. مع ذلك، ووفقاً لما ذكرناه سابقاً، أُلغيت المكثفات من الدارات المتكاملة بسبب حجومها الكبيرة عموماً، واستُعملت بدلاً من ذلك مضخِّمات ربط مباشر لا تحتاج إلى مكثفات ربط أو تفريع، برغم أن ربح هذه المضخمات أقل من ربح تلك التي تربط بينها المكثفات.

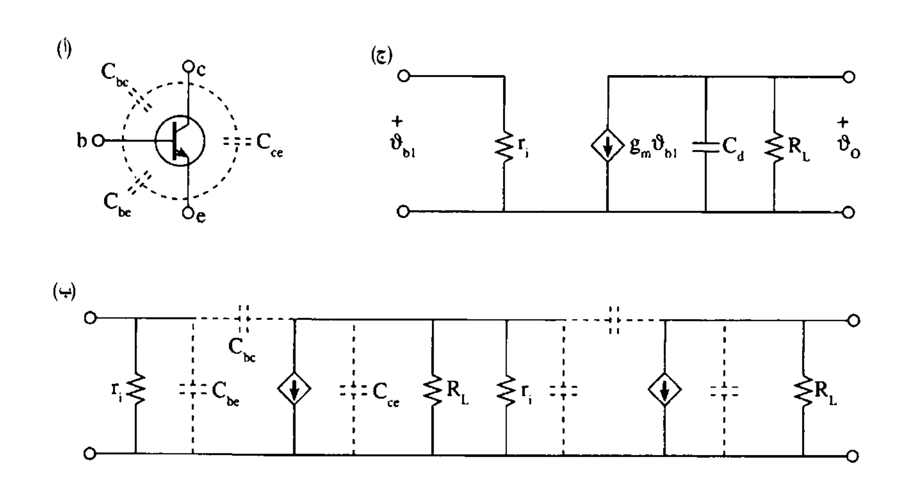
2.5.5 نقصان الربح عند الترددات العالية

Loss of gain at high frequencies

عندما يرتفع التردد إلى ما فوق منطقة المجال الأوسط، نجد مرة أخرى أن الربح يأخذ بالنقصان إلى ما دون قيمته A_v في المجال الأوسط، ونجد أيضاً أن ثمة تردد قطع أو تردد نصف استطاعة f_h ينخفض عنده الربح بمقدار 3dB، ويتابع الربح النقصان بعده بمعدَّل 20 ديسيبل للعقد. يُري الشكل 8.5−ج خصائص ربح مضخِّم شائعة: ربح ثابت ضمن المجال الأوسط، وربح متناقص عند طرفَيْ تلك المنطقة. تشابه هذه الخصائص خصائص مرشح تمرير حزمة ترددية عرض حزمته يساوي $B = f_h - f_l$، حيث إن f_l هو تردد القطع الأدنى، و f_h هو تردد القطع الأعلى.

ما سبب نقصان الربح عند الترددات العالية؟ الجواب هو أنه يعود إلى السعات التفرعية الصغيرة (الشاردة stray or parasitic) الموجودة بين أي ناقلين. نحن نعرف أن أي ناقلين يفصل بينهما عازل يُكوِّنان مكثفة سعتها معطاة بالمعادلة $C = \varepsilon A/d$، حيث إن A هي المساحة الفعالة لكلّ ناقل و d المسافة

الفاصلة بينهما (انظر المعادلة 15.1). ووفقاً للمبيَّن في الشكل 9.5–أ، توجد سعات شاردة C_{ce} و C_{be} و C_{cb} بين أي طرفين من أطراف الترانزستور. وبرغم صغر هذه السعات (من رتبة البيكو فاراد)، فإنها تصبح دارات تفرعية فعالة عند الترددات العالية، مؤدية إلى مرور جزء من تيار الإشارة عبرها ومن ثَمَّ إلى تقليص التيار المتاح لأي دارة موجودة بعد الدارة المتفرعة.



الشكل 9.5: (أ) سعات شاردة بين أطراف الترانزستور. (ب) دارة ترددات عالية مكافئة لمضخِّم ذي مرحلتين. (ج) دارة مكافئة لمرحلة واحدة تُري أكبر السعات الشاردة فقط.

ويمثِّل الشكل 9.5–ب دارة الترددات العالية المكافئة للمضخِّم ذي المرحلتين المبيَّن في الشكل 8.5. في المجال الأوسط وما فوقه من الترددات، تصبح ردِّيتا مكثفتَي الربط والتفريع C و C_{E} صغيرتين جداً، ويمكن الاستعاضة عنهما بدارة قصَر، أما السعات التفرعية فتصبح الآن هامة، وقد رُسمت بخطوط متقطعة. ولتحديد الربح عند الترددات التي تقع فوق المجال الأوسط، سوف نستقصي مرحلة واحدة فقط وفق المبيَّن في الشكل 9.5–ج، وبوجود أكبر المكثفات C_d التي تمثِّل حصيلة C_{ce} والسعة التفرعية الخاصة بمدخل المرحلة التالية. يُعطى ربح الجهد في هذه المرحلة بـــ:

$$A_{v,h} = \frac{v_o}{v_{b1}} = \frac{-g_m v_{b1}(R_{\text{L}} \| C_d)}{v_{b1}} = A_v \frac{1}{1 + j\omega R_{\text{L}} C_d} \qquad (25.5)$$

ينجم v_o عن مرور التيار $g_m v_{b1}$ عبر الممانعة المتكوِّنة من مقاومة الحمل المتفرعة مع C_d، أي: $(R_L \| C_d) = (R_L / j\omega C_d)/(R_L + 1/j\omega C_d)$. أما $A_v = -g_m R_L$ فهو الربح في المجال الأوسط. وبأخذ القيمة المطلقة للربح نحصل على[15]:

$$\left| A_{v,h} \right| = \left| A_v \right| \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_h)^2}} \tag{26.5}$$

ويُعطى تردد القطع، أو تردد الزاوية، العلوي بـــ:

$$f_h = 1/2\pi R_L C_d \tag{27.5}$$

تشابه العلاقة 26.5 العلاقة 24.5 باستثناء وجود تردد الزاوية العلوي f_h في مقام كسر النسبة الترددية، في حين أن f_l كان في بسطها. يتبيَّن من العلاقة 26.5 أنه عند الترددات التي هي أصغر كثيراً من f_h يساوي الجذر التربيعي الواحد، ويساوي الربح ربح المجال الأوسط A_v. وعند الترددات التي هي أعلى من f_h، يمكن تقريب الجذر التربيعي بـــ f/f_h، وهذا يُعطي العلاقة $\left| A_{v,h} \right| = \left| A_v \right| f_h/f$ التي تبيِّن أن الربح يتناقص كتناقص $1/f$، أو يتناقص بمعدل يساوي -20 ديسيبل للعقد (العقد هو مجال من الترددات أكبرها يساوي 10 أمثال أصغرها، ومن هنا أتت قيمة معدل التناقص تلك $20\log\left| A_{v,h}/A_v \right| = 20\log(f_h/f) = 20\log(1/10) = -20\,\text{dB}$).

نبيِّن في الجانب الأيمن من الشكل 8.5-ج تناقص الاستجابة الترددية الناجم عن السعات التفرعية الشاردة. إذن، هذه السعات هي التي تؤدي إلى تناقص استجابة المضخِّم الترددية عند الترددات العالية. لذا، حين تصميم المضخِّمات العريضة المجال، يبذل المصمِّمون جهوداً كبيرة لتقليص السعات الشاردة لضمان أعلى قيمة ممكنة لـــ f_h.

المثال 5.5

توجد في ترانزستور BJT مستعمل في مضخِّم متعدد المراحل السعات

---

[15] العبارة المضروبة بـــ A_v في المعادلة 26.5 هي تابع تحويل مرشح تمرير الترددات المنخفضة المعطاة سابقاً بالمعادلة 14.2.

الشاردة التالية: $C_{be}=40\,\text{pF}$، و $C_{bc}=5\,\text{pF}$، و C_{ce}. أما سعة الخرج C_d، المكوَّنة من سعة دخل المرحلة التالية المتفرعة مع C_{ce}، فتساوي $300\,\text{pF}$. لذا، وفي ضوء قيمة C_d الكبيرة هذه، يمكننا تجاهل جميع السعات الشاردة الأخرى. وبافتراض أن مقاومة الحمل $R_L=10\,\text{k}\Omega$، وباستعمال دارة الترددات العالية المبيَّنة في الشكل 9.5-ج، نحصل على تردد القطع العلوي الذي يساوي:

$$f_h = 1/2\pi R_L C_d = 1/6.28\cdot 10^4\cdot 300\cdot 10^{-12} = 53\,\text{kHz}$$

وهذا تردد قطع منخفض نسبياً، ولذا لا يصلُح المضخِّم إلا لتضخيم إشارات صوتية. أما إذا أردنا تضخيم إشارة صورة (صورة تلفاز)، فيجب أن تكون قيمة تردد القطع العلوي f_h في مجال الميغا هرتس. لذا يُختار ترانزستور فيه $C_d=5\,\text{pF}$، فيرتفع تردد القطع العلوي إلى 5.3 ميغا هرتس. ويمكن لتخفيض قيمة R_L أن يزيد تردد القطع العلوي أيضا، لكن ربح المضخِّم، الذي يساوي في المجال الأوسط $-g_m R_L$، سوف ينخفض عندئذ.

تنطبق دارة الترددات العالية المبيَّنة في الشكل 9.5-ج على مضخِّمات الـــ FET أيضا، لأن دارتَي التيار المتناوب للـــ BJT والـــ FET متشابهتان.

3.5.5 الاستجابة الترددية الكلية

Combined frequency response

يمكن الآن ضم معادلتَيْ ربح، الترددات المنخفضة والعالية 24.5 و 26.5 معاً لتكوين الاستجابة الترددية الكلية للمضخِّم:

$$|A_v(f)| = |A_v|\frac{1}{\sqrt{1+(f_l/f)^2}}\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_h)^2}} \qquad (28.5)$$

$A_v(f)$ هو ربح الجهد التابع للتردد. عند الترددات التي تقل عن f_l، يُهيمن الجذر التربيعي الأول ويبقى الثاني مساوياً الواحد (وهذا هو المجال الترددي الذي استُخرجت له المعادلة 24.5). وحين ازدياد التردد حتى $f \gg f_l$، لكن مع بقاء

$f \ll f_h$، نكون في المجال الأوسط ويمكن تقريب كلا الجذرين بالواحد، ويكون $A_v(f) = A_v$. وباستمرار ازدياد التردد حتى يُصبح $f > f_h$، يُصبح الجذر الثاني هو المهيمن ويبقى الجذر الأول مساوياً الواحد (وهذا هو المجال الترددي الذي استُخرجت له المعادلة 26.5). يُري الشكل 8.5−ج الاستجابة الترددية الكاملة للمضخِّم التي تُري أنه يمرِّر حزمة ترددية تُحدِّدها مكثفات الربط عند الترددات المنخفضة، والمكثفات الشاردة التفرعية عند الترددات العالية. ويتحقَّق ربح المجال الأوسط على مجال محدود من الترددات فقط يُسمى عرض المجال (عرض الحزمة) bandwidth ويُعطى بالعلاقة $B = f_h - f_l$. طبعاً، الترددان f_l و f_h هما ترددا القطع السفلي والعلوي اللذان يساوي ربح المضخِّم عندهما $1/\sqrt{2} = 0.707$ من ربحه في المجال الأوسط، أو اللذان ينخفض عندهما الربح بـــ 3dB عن الربح في المجال الأوسط. ويستمر الربح بالانخفاض في كلا الطرفين بمعدل 20 ديسيبل للعقد.

يُجرى التضخيم عادة باستعمال عدد من المراحل بغية تحقيق الربح المنشود. وحين وضع مضخِّمات ذات خصائص ترددية متماثلة على التتالي، أي حين وصلها تسلسلياً لزيادة الربح، تكون خصائص تمرير الحزمة للمضخِّم الناتج أضيق من خصائص المراحل منفردة. تذكَّر أننا نعرِّف حزمة التمرير بأنها المسافة الترددية بين الترددين اللذين يساوي الربح عندهما $1/\sqrt{2}$ من قيمته في المجال الأوسط. فإذا استعملنا مرحلتي تضخيم متماثلتين من حيث خصائص تمرير الحزمة، فإن ربحهما الكلي عند هذين الترددين سوف يساوي $1/\sqrt{2} \cdot 1/\sqrt{2} = 1/2$ الربح في المجال الأوسط (أو يقل بـــ 6 ديسيبل عن الربح في المجال الأوسط)، وذلك بسبب ضرب ربحي المرحلتين معاً. ونظراً إلى أن عرض المجال معرَّف بين نقطتي الـــ −3dB، نستنتج بسهولة أن عرض مجال المضخِّم المكوَّن من مرحلتين أضيق من عرض مجال كل مرحلة على حدة. ويُعد تضيُّق عرض المجال مشكلة فعلية حين وضع مراحل التضخيم على التتالي.

فمثلاً، إذا كانت لدينا مرحلتان لهما نفس خصائص التمرير مع ربح في المجال الأوسط يساوي 100 للأولى و 30 للثانية، فإن ربح المرحلتين معاً، في

المجال الأوسط يساوي $100\cdot 30 = 3000$. لكن هذا الربح لا يمتد على كامل المجال المستوي المبيَّن في الشكل 8.5–ج الخاص بمرحلة واحدة، بل على مجال أضيق، وهو يتناقص بمعدَّل يساوي الآن 40 ديسيبل للعقد، بدلا من المعدل 20 ديسيبل للعقد الذي يتناقص به ربح المرحلة الواحدة.

4.5.5 وصل دارات تضخيم على التتالي

Cascading of amplifier circuits

وفقاً لما أشرنا إليه آنفا، نلجأ إلى وضع مراحل تضخيم على التتالي حين الحاجة إلى تضخيم كبير. يُري الشكل 8.5–أ مضخِّماً من مرحلتين مثَّل فيه خرج المرحلة الأولى دخل المرحلة الثانية. ويمكن تكرار هذا الشيء حتى تحقيق الربح المطلوب، أي حتى الحصول على مستوى الجهد المرغوب فيه عند مخرج المضخِّم الإجمالي.

وفي المضخِّم الثنائي المراحل المبيَّن في الشكل 8.5–أ، جرى وصل المرحلتين بواسطة مكثفة الربط C. تمرِّر هذه المكثفة إشارة التيار المتناوب المضخَّمة من الترانزستور الأول إلى الثاني، وتمنع جهد مجمِّع الترانزستور الأول المستمر من الوصول إلى قاعدة الترانزستور الثاني. ولولا ذلك لأدَّى جهد التغذية V_{CC}، الذي يكون عادة أكبر كثيراً من جهد الإشارة المتناوبة، إلى تشبُّع الترانزستور الثاني ومنعه من العمل، وحتى إلى تلفه نتيجة التراكم الحراري المتزايد ضمنه (يُضاف إلى ذلك أنه يُخرِّب انحياز الجهد المستمر في الترانزستور الثاني الذي توفِّره المقاومتان R_1 و R_2). وتؤدي المكثفتان الأولى والأخيرة في الشكل 8.5–أ وظيفة مماثلة في عزل جهود الدخل والخرج المستمرة.

تُكتب معادلة جهد خرج المضخِّم الثنائي المراحل، عند ترددات المجال الأوسط، حيث تكون ردِّيات مكثفات الربط صغيرة ويمكن تمثيلها بدارة قصَر، بالصيغة:

$$v_o = (v_{o1})A_2 = (v_i\ A_1)A_2 = v_i A \qquad (29.5)$$

$v_{o1} = A_1 v_i$ هو جهد الإشارة في مخرج المرحلة الأولى من الشكل 8.5–أ (وهو دخل المرحلة الثانية)، و A_1 و A_2 هما ربحا المرحلتين الأولى والثانية. من المعادلة الأخيرة يتبيَّن أن الربح الكلي للمضخِّم بمرحلتيه يساوي $A = A_1 A_2$ ، أي جداء ربحي المرحلتين. والنتيجة هي أن معادلة ربح المضخِّم في المجال الأوسط الأخيرة (29.5) هي تقريب يصلُح لإشارة ذات ترددات ليست صغيرة جداً، بحيث لا يمكن إغفال ردِّيات مكثفات الربط، ولا كبيرة جداً بحيث تُخفِّض سعاتُ الترانزستور التفرعية الشاردة الربحَ.

6.5 الاستجابة الزمنية ومضخِّمات النبضات

Time Response and Pulse Amplifiers

اعتبرنا في المقطع السابق أن إشارات دخل المضخِّم هي جهود جيبية وحيدة التردد. وبيَّنا أن الإشارات ذات الترددات التي تقع ضمن المجال الترددي الأوسط للمضخِّم تُضخَّم بنفس القدر، وأن الترددات التي تقع خارج ذلك المجال تُخمَّد. تخيَّل أن إشارة معقدة، من قبيل الإشارة الكلامية التي تتكوَّن من كثير من الترددات، قد طُبِّقت على مدخل المضخِّم. من الواضح أنه يجب ألاّ تحتوي الإشارة الكلامية على ترددات خارج المجال الأوسط، وذلك لكي يُنتج المضخِّم في خرجه إشارة مضخَّمة لها نفس شكل إشارة الدخل. فتضخيم الترددات الواقعة خارج المجال الأوسط سوف يكون أقل، وهذا يعني أن الإشارة المضخَّمة سوف تتشوَّه. أي إن محتوى الإشارة من الترددات يجب أن يقع ضمن المجال الأوسط لإعطاء نسخة مضخَّمة في الخرج لها نفس شكل إشارة الدخل. فكيف نعرف ما هو المحتوى الترددي لإشارة معقدة؟ إن تحليل فورييه هو أداة تحليل رياضية بسيطة تجزِّئ الإشارة إلى مكوِّناتها الترددية الجيبية.

1.6.5 سلسلة فورييه Fourier series

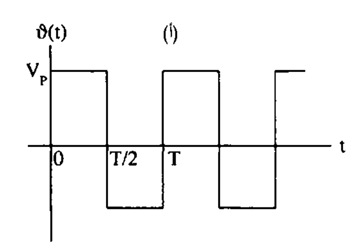
يمكن تمثيل الإشارات الدورية بمجموع موجات جيبية لها ترددات ومطالات مختلفة. خُذْ، مثلاً، الموجة المربعة المبيَّنة في الشكل 10.5–أ. إذا أخذنا

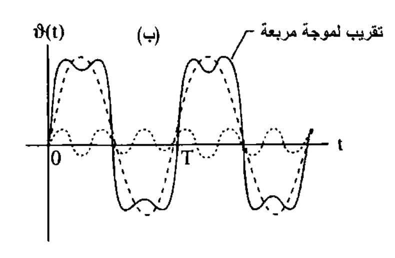
موجتين جيبيتين فقط، تمثلان التوافقيتين harmonic الأولى (الأساسية) والثالثة المبيَّنتين بالمنحنيين المتقطعين في الشكل 10.5–ب، وجمعناهما معاً، حصلنا على المنحني المستمر الذي يشابه الموجة المربعة. وإذا أضفنا مزيداً من التوافقيات (بترددات ومطالات ملائمة)، أمكننا الاقتراب بالقدر الذي نريده من الموجة المربَّعة. يُعطي التحليل بسلسة فورية Fourier series (الذي تقع تفاصيله خارج إطار اهتمام هذا الكتاب) وصفاً لكيفية تحليل إشارة معقدة إلى مكوِّناتها الجيبية. فمثلاً، تُعطى سلسلة فورييه لموجة مربعة مطالها V_p ودورها T بما يلي:

$$v(t) = \frac{4V_p}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \cdots\right) \quad (30.5)$$

العلاقة بين الدور T والتردد الزاوي ω والتردد f هي: $T = 1/f = 2\pi/\omega$. أما التفسير العملي للعلاقة 30.5 فهو: إذا أخذنا عدداً من مولِّدات الإشارة الجيبية، واحداً يُعطي تردداً ω بمطال يساوي $4V_p/\pi$، وآخر يُعطي تردداً مقداره 3ω بمطال يساوي $4V_p/3\pi$.. إلخ، ووضعناها على التسلسل معاً، وأخذنا الخرج النهائي وأدخلناه إلى دارة، استجابت الدارة له كما تستجيب إلى موجة مربعة مطالها V_p ودورها T. وعلى غرار ذلك، يمكن تمثيل الإشارات الدورية الأخرى، ومنها موجة سن المنشار والموجة المثلثية والموجة نصف المقوَّمة، بسلاسل فورييه أيضاً[16]. أي إن الإشارات ذات الحواف الحادة، التي من قبيل الموجة المربعة وموجة سن المنشار، يمكن أن تُمثَّل بمجموعة إشارات مدوَّرة من قبيل الموجة الجيبية. ويتضح من سلسلة فورييه أن الترددات العالية هي التي تؤدي إلى ظهور الحواف الحادة في الإشارة الدورية. إذن، كي يُعطي المضخِّم إشارة دورية مضخمة حادة الحواف ومطابقة لإشارة الدخل، يجب أن يكون عرض مجاله كبيراً، أي يجب أن يكون تردد القطع العلوي f_h فيه كبيراً. بذلك نكون قد ربطنا كمياً بين عرض مجال المضخِّم ومقدرته على تضخيم إشارات دورية حادة الحواف.

[16] يُجرى تحليل فورييه عادة باستعمال برنامج حاسوبي. ويمكن استعمال محلل الطيف spectrum analyzer أيضاً لعرض معاملات فورييه حين تطبيق إشارة دورية كالإشارة المربعة على مدخله.



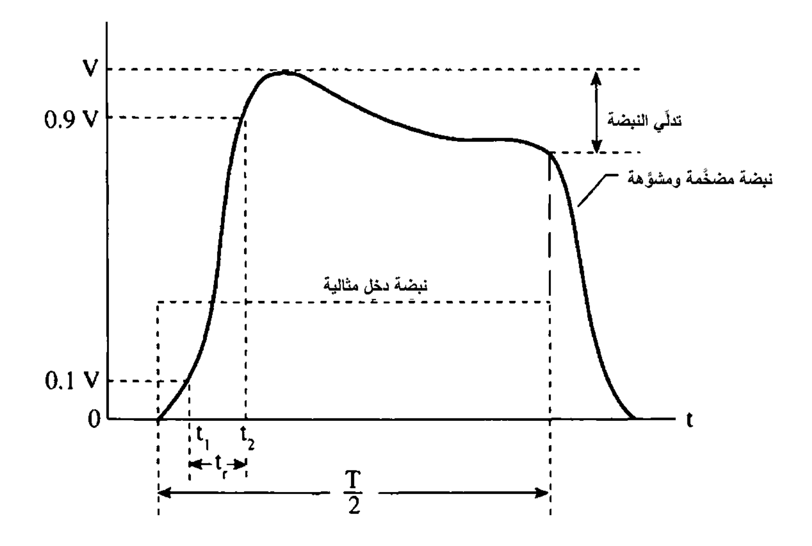


الشكل 10.5: (أ) موجة مربعة دورها T ومطالها V_p. (ب) تقريب الموجة المربعة بمجموع موجتين جيبيتين فقط.

2.6.5 مضخِّمات النبضات Pulse amplifiers

إضافة إلى تضخيم الإشارات الوحيدة التردد أو ذات المجال الترددي الضيق، ثمة حاجة أيضاً إلى تضخيم الإشارات الدورية السريعة التغيُّر (ومن أمثلتها الموجة المربعة)، والإشارات السريعة التغيُّر غير الدورية (ومنها الإشارات الكلامية)، والنبضات الإفرادية. تتصف هذه الإشارات بمجال ترددي عريض، وإذا تجاوز عرض مجالها عرض الحزمة التي يمرِّرها المضخِّم، حصل تشويه للإشارة الخارجة منه. وقد يكون هذا التشويه أحياناً مرغوباً فيه، كما في حالات تشكيل الموجة، إلا أننا غالباً ما نكون مهتمين بالإشارة المضخَّمة غير المشوَّهة.

إن بديل عرض المجال، بوصفه معياراً لدقة استجابة المضخِّم الترددية، هي استجابته لإشارة دخل مربعة. تتوفَّر مولِّدات الموجة المربعة بسهولة، واختبار المضخِّمات بالموجة المربعة أمر شائع. وسوف نُري فيما يلي أن ثمة علاقة بين الحافة الأمامية للموجة المربعة واستجابة المضخِّم للترددات العالية، أي f_h (العلاقة 27.5)، وأن ثمة علاقة أيضاً بين الجزء المستقيم من النبضة المربعة واستجابة المضخِّم للترددات المنخفضة، أي f_l (العلاقة 22.5). ويجب ألاّ يكون ذلك مفاجئاً، لأن f_h يُحدِّد مقدرة المضخِّم على تضخيم التغيُّرات السريعة في الإشارة، في حين أن f_l يُحدِّد مقدرة المضخِّم على تضخيم تغيُّراتها البطيئة. لذا تُعتبر الموجة المربعة مثالية لاختبار استجابة المضخِّم لأنها تحتوي على كل من التغيُّرات الفجائية وعدم التغيُّر (الجزء المستوي من الموجة المربعة).



الشكل 11.5: نبضة دخل مربعة مثالية تشوَّهت في أثناء التضخيم. ويتجلى التشوُّه بمدة صعود محدودة وتدلٍّ في النبضة.

3.6.5 مدة الصعود Rise time

افترض أن الموجة المربعة المبيَّنة في الشكل 10.5–أ قد طُبِّقت على مدخل مضخِّم. فتظهر في الخرج مضخَّمة ومشوَّهة وفق المبيَّن في الشكل 11.5 الذي يُري أول نبضة من الموجة المربعة. ينجم التشوُّه في الجزء الصاعد من الموجة المربعة عن السعات التفرعية الموجودة في المضخِّم. فالنبضة المضخَّمة لا تصعد آنياً إلى القيمة العظمى، بل تصل إليها متأخرة بمدة مقدارها t_r نسميها مدة الصعود rise time. لإيضاح مفاعيل السعات التفرعية في إشارة ذات حافة حادة من قبيل الموجة المربعة، نستعمل نفس الدارة $R_L C_d$ المبيَّنة في الشكل 9.5–ج التي استُعملت لتحديد $f_h = 1/2\pi R_L C_d$. تُغذَّى الدارة $R_L C_d$ في ذلك الشكل من منبع تيار (مكافئ نورتون). وبغية ربطها مع تغيُّر الجهد الفجائي، نغيِّر دارة نورتون إلى دارة ثِفينين المكافئة التي تعطي دارة من النوع المبيَّن في الشكل 25.1–أ، التي تُعطي العلاقة 51.1 تغيُّر الجهد فيها: $v_c = V\,(1-e^{-t/\tau})$، حيث إن $\tau = R_L C_d$. يقضي العرف بتعريف مدة الصعود بأنها المدة اللازمة لجهد النبضة للانتقال من 0.1 حتى 0.9 من

مطالها وفق المبيَّن في الشكل 11.5. وتُعبِّر مدة الصعود عن السرعة التي يستجيب بها المضخِّم للتغيُّر الحاد في جهد الدخل. إذا سمَّينا المدة التي يستغرقها جهد المكثفة للوصول إلى 0.1 من قيمته النهائية بـــ t_1، حصلنا على:

$$0.1\,V = V\;(1 - e^{-t_1/\tau}) \qquad (31.5)$$

التي تعطي $t_1 = 0.1\tau = 0.1 R_{\mathrm{L}} C_d$. وبالمثل، إذا اعتبرنا أن t_2 هي المدة اللازمة للوصول حتى 0.9 من الجهد النهائي، حصلنا على $t_2 = 2.3\tau$. حينئذ تساوي مدة الصعود:

$$t_r = t_2 - t_1 = 2.2\tau = 2.2 R_{\mathrm{L}} C_d = \frac{2.2}{2\pi f_h} \approx \frac{1}{3 f_h} \qquad (32.5)$$

استُعملت هنا قيمة القيمة $f_h = 1/2\pi R_{\mathrm{L}} C_d$ المعطاة بالمعادلة 27.5. لقد بيَّنا الآن أن مدة الصعود تابعة لمقلوب تردد القطع العلوي f_h في المضخِّم. لذا فإن النبضة المضخَّمة في الخرج سوف تماثل تلك التي في الدخل من حيث الشكل فقط عندما تكون استجابة المضخِّم للترددات العالية جيدة. أي إن مدة الصعود t_r لجهدٍ مضخَّم فجائي التغيُّر سوف تكون صغيرة فقط إذا كان f_h كبيراً. على سبيل المثال، في حالة مدة صعود نبضة تقل عن 1 مكرو ثانية، يجب ألاّ يقل عرض مجال المضخِّم عن 340 كيلو هرتس. وكي يكون عرض مجال مضخِّم 1 ميغا هرتس، يجب أن يكون $t_r = 0.33\,\mu\mathrm{s}$.

وتظهر في النبضة المضخَّمة المبيَّنة في الشكل 11.5 حافة نهاية مائلة إضافة إلى حافة البداية المائلة التي تحدِّد مدة الصعود. ويعود كل منهما إلى وجود سعات تفرعية في المضخِّم، وتنجم حافة البداية عن شحن المكثفة التفرعية، في حين أن حافة النهاية تنجم عن تفريغ نفس المكثفة. صحيحٌ أننا مثَّلنا السعة التفرعية بسعة إجمالية C_d، لكنها تكون عادة موزَّعة في جميع أنحاء المضخِّم، ومن أجل التبسيط وتسهيل الحسابات مثَّلناها بسعة إجمالية. وحين تصميم المضخِّم، تجب العناية بتقليص جميع السعات الشاردة التي تنجم مثلاً عن القرب الشديد لخطوط الدخل والخرج وما يترتَّب عليه من زيادة في السعة التفرعية، ومن ثَمَّ من انخفاض

في أداء المضخِّم عند الترددات العالية (انظر المسألة 29.5).

4.6.5 التدلّي Tilt

والنوع الثاني من التشوُّه الذي يحصل للنبضة المضخَّمة ما يسمى بالتدلّي sag or tilt في الجزء الأفقي المستقيم من النبضة المربعة الذي ينجم عن وجود مكثفات الربط التي تمنع التيار المستمر من المرور بين مراحل المضخِّم (توجد في الشكل 8.5–أ، مثلاً، ثلاثة مكثفات ربط). تكوِّن مكثفات الربط المانعة للتيار المستمر نوعاً من مرشحات تمرير الترددات العالية المبيَّن في الشكل 7.2–أ. لذا، فإن إعادة تشكيل الجزء الأفقي من الإشارة المربعة تتطلب مضخماً ذا ربط مباشر للجهد المستمر يجعل تردد القطع السفلي $f_l = 0$. يمكن تحديد علاقة التدلّي في الجزء الأفقي المستقيم من النبضة المربعة بتردد القطع السفلي f_l للمضخِّم باستعمال دارة الشكل 7.2–أ أو 25.1–أ. ولمحاكاة النبضة، سوف نفترض أن الجهد المستمر قد طُبِّق فجأة على الدارة. ووفقاً لما هو مبيَّن في الشكل 25.1–أ، سوف يقفز الجهد الهابط على المقاومة R إلى القيمة V (بافتراض أن المكثفة غير مشحونة في البداية)، ثم يتخامد وفقاً للثابت الزمني RC، أي $v_R = R\,i(t) = V\,\exp(-t/RC)$، وهي المعادلة 50.1. وكي يكون التخامد أصغرياً، يجب أن يكون الثابت الزمني كبيراً جداً. وإذا توقَّعنا أن يكون التخامد، أو التدلّي، عند نهاية النبضة (أي عند $t = T/2$) صغيراً، أمكننا تقريب الجهد الأسِّي الهابط على R بحدين فقط، أي:

$$v_R(t = T/2) = V\,e^{-(T/2)/RC} = V\,(1 - T/2RC) \qquad (33.5)$$

فتعطى حينئذ نسبة التخامد أو التدلّي المئوية P في الشكل 11.5 بـــ:

$$P = \frac{V - v_R(t = T/2)}{V} = \frac{T}{2RC} \qquad (34.5)$$

فإذا استعملنا تردد القطع السفلي المعطى في العلاقة 22.5، حصلنا على:

$$P = 2\pi(T/2)\,f_l \qquad (35.5)$$

يتبيَّن من هذه العلاقة أنه عند قيمة معينة لطول النبضة $T/2$، يكون تشوُّه النبضة المضخَّمة، المعبَّر عنه بالتدلِّي P، متناسباً مع تردد القطع السفلي f_l للمضخِّم. لذا تتطلب النبضات الطويلة مضخِّمات ذات استجابة ممتازة للترددات المنخفضة (أي يجب أن يكون f_l أصغر ما يمكن). على سبيل المثال، إذا أردنا تمرير نبضة عرضها يساوي 1 ميلِّي ثانية عبر مضخِّم بتدلٍّ أصغر من 10%، وجب ألاّ يتجاوز f_l القيمة 16 هرتس، لأن $f_l = P/2\pi(T/2) = 0.1/(6.28 \cdot 0.001) = 15.9\,\mathrm{Hz}$.

5.6.5 اختبار المضخِّم باستعمال الموجة المربعة

Square-wave testing

يمكن تحديد خصائص تمرير الحزمة الترددية في المضخِّم بتطبيق جهد وحيد التردد على مدخله وقياس جهد خرجه. وإذا كُرِّرت هذه العملية باستعمال عدد كبير من الترددات، أمكن في النهاية رسم منحنٍ من النوع المبيَّن في الشكل 8.5-ج. لكنْ ثمة طريقة أخرى أسهل وأقل مشقة يوفِّرها الاختبار بالموجة المربعة، وفيها يجري تطبيق موجة مربعة على مدخل المضخِّم، ويُراقب الخرج بواسطة راسم إشارة. أولاً، نخفِّض تردد الإشارة المربعة حتى يُصبح التدلِّي P قابلاً للقياس في إشارة الخرج، وهذا يمكِّننا من تحديد تردد القطع السفلي f_l باستعمال المعادلة 35.5، أي $f_l = P/\pi T$. أي إن تردد القطع السفلي f_l يتحدَّد ببداية حصول تشوُّه الترددات المنخفضة. وعلى نحو مشابه، نزيد تردد الموجة المربعة حتى تُصبح مدة صعود النبضات المضخَّمة قابلة للرؤية على شاشة راسم الإشارة. طبعاً، عند زيادة تردد الموجة المربعة، تجب زيادة سرعة المسح في الراسم أيضاً، بحيث لا يظهر على الشاشة سوى بضع نبضات، وهذا يمكِّننا من قياس مدة الصعود بدقة (لا يكون التدلِّي واضحاً عند الترددات العالية، بل تشوُّه الحافة الأمامية هو الذي يكون جلياً. أما عند الترددات المنخفضة وسرعة المسح المنخفضة، فيكون التدلِّي هو المرئي، لا مدة الصعود). وبعد قياس مدة الصعود t_r، يمكن استعمال المعادلة 32.5 لحساب تردد القطع العلوي f_h، أي $f_h = 1/3t_r$. أي إن تردد القطع العلوي يتحدَّد ببداية تشوُّه الترددات العالية.

الخلاصة هي أنه يمكن القول إن خصائص تمرير الحزمة الترددية في المضخِّم تتحدَّد بترددَيْ موجة مربعة. ويُعتبر الاختبار باستعمال الموجة المربعة مفيداً جداً، حين الحاجة إلى إدخال تغييرات في دارة المضخِّم لتحقيق خصائص معينة أو مرغوب فيها. إنه لمن المفيد أن تكون قادراً على إدخال التغييرات، وفي نفس الوقت مراقبة شكل موجة خرج المضخِّم. ولعله من المفيد القول أن نشير إلى أن الاختبار الدقيق بالموجة المربعة يتطلَّب راسم إشارة ومولِّد موجة مربعة عاليَي الجودة.

7.5 مضخمات الاستطاعة Power Amplifiers

وفقاً لما ذُكِر في مقدمة الفصل، يمثِّل مضخِّم الاستطاعة آخر مرحلة من المضخِّم. فمراحل تضخيم الجهد التي تطرَّقنا إليها سابقاً، أخذت جهد إشارة ضعيفاً وضخَّمته حتى مستوى الفولط، بحيث يمكن استعماله في التحكُّم في مضخِّم استطاعة وظيفته تزويد الإشارة بالطاقة. ويُري الشكل 1.5 هذه العملية بصيغة مخطط صندوقي. يُعتبر مضخِّم الاستطاعة من حيث الجوهر مضخِّم تيار. فهو يزيد شدة تيار الإشارة التي تكون صغيرة عند مدخله، إلى قيم كبيرة في خرجه. لذا تزداد استطاعة الخرج كثيراً، برغم أن مستويَيْ جهد الإشارة في الدخل والخرج يكونان متساويين تقريباً.

1.7.5 مضخِّم الفئة A ذو المحوِّل

Transformer-coupled class A amplifier

تُستبعد المحوِّلات عادة من الدارات الإلكترونية بسبب تكاليفها العالية وحجومها الكبيرة، برغم أنها توفِّر طريقة مثالية لتحقيق الموافقة بين الحمْل ومضخِّم الاستطاعة. لكن استعمال المقاومات في دارة المجمَّع أو المصرِف في حالة الاستطاعات العالية لتحقيق التوافق يؤدي إلى ضياعات كبيرة، أي الضياعات I^2R التي تنجم عن التيار الكبير المقترن بالاستطاعة العالية. لذا يقلّ مردود نقل الاستطاعة من المضخِّم إلى الحمل عن 25% في حالة استعمال المقاومات، في حين أن مردود

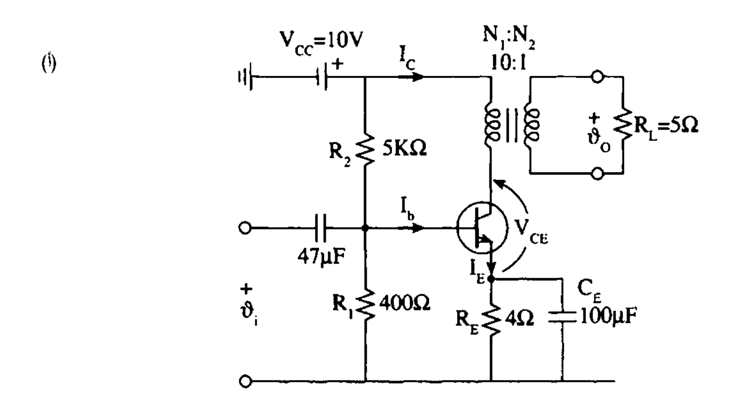
المضخِّم الموصول مع الحمل بواسطة محول يمكن أن يساوي 50% عندما يكون العمل في النمط A[17]، لأن مقاومة ملفات المحول للتيار المستمر تكون عادة منخفضة جداً. يُضاف إلى ذلك أن ممانعات كثير من الأحمال يمكن أن تختلف كثيراً عمَّا هو ضروري للعمل الأمثلي للمضخِّم، ووفقاً لما هو مبيَّن في المعادلة 49.2، يمكن للمحوِّل أن يحقِّق توافُق الممانعات. أي إذا وُصِل حمل ممانعته Z_{L} مع ملف ثانوي لمحوِّل، ووُصِل الملف الابتدائي مع دارة المجمِّع أو المصرِف في مضخِّم، "رأى" المضخِّم ممانعة تساوي $Z=(N_1/N_2)^2 Z_{\mathrm{L}}$، حيث إن N_1 و N_2 هما عدداً لفات ملفَّي المحول الابتدائي والثانوي. وباستعمال مقدرة المحوِّل هذه على تغيير الممانعة يمكن توفير ممانعة الحمل المثالية لأي مضخِّم. والميزة الأخرى التي يتصف بها المحول هو أنه يعزل الحمل الموصول مع الملف الثانوي عن التيارات المستمرة التي تجري في الملف الابتدائي (لا يمرِّر المحوِّل سوى الجهود المتناوبة، ولا توجد تأثيرات متبادلة بين التيارات المستمرة في الملفين الابتدائي والثانوي). وهذا هام لأن كثيراً من الأحمال، التي من قبيل المجهار، لا تستطيع تحمُّل التيار المستمر.

لا يمكن تحليل مضخِّم الاستطاعة، الذي يُعتبر بطبيعته مضخِّم إشارة كبيرة، إلا بيانياً. لذا لا نستطيع وضع دارة مكافئة له على غرار ما فعلنا في حالة الإشارة الصغيرة في المقاطع السابقة. يُري الشكل 12.5 مضخِّم استطاعة شائعاً ذا باعث مشترَك، وسوف نستقصي أولا تصميم موسطات الجهد المستمر فيه. ونظراً إلى أن الحمل هو الآن ملف المحوِّل الابتدائي الذي يمكن أن تساوي مقاومته للتيار المستمر صفراً، ويمكن لممانعته للتيار المتناوب أن تكون كبيرة جداً، فما علينا سوى تحرِّي خطَّيْ حمل، واحد للتيار المستمر وآخر للمتناوب.

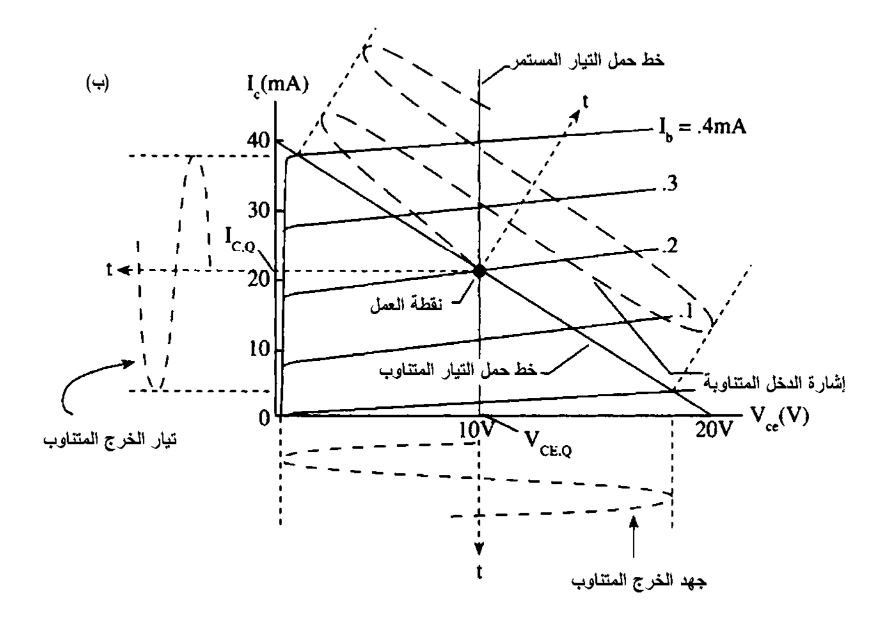
---

[17] تُختار نقطة العمل في مضخِّمات الفئة A بحيث تقع في مركز الجزء الخطي من خصائص خرج الترانزستور، وفق المبيَّن في الشكل 13.4–ب، على سبيل المثال. في هذه الحالة، يكون التضخيم خطياً من حيث الجوهر، وتكون إشارة الخرج نسخة مطابقة لإشارة الدخل من حيث الشكل. هنا، يمر تيار المجمِّع I_c (أو تيار المصرف I_d في مضخِّم الــ FET) على نحو دائم في كل لحظة. أما مضخِّمات الفئة B، فهي لاخطية، ولا يجري تيار الخرج فيها إلا نصف الوقت.

(أ)



(ب)



الشكل 12.5: (أ) مضخِّم استطاعة من الفئة A موصول بواسطة محوِّل. (ب) خطَّا حمل التيار المتناوب والمستمر. يُري المنحني الجيبي المقطَّع تأرجحات I_b الناجمة عن إشارة الدخل المتناوبة نحو الأعلى والأسفل على خط حمل التيار المتناوب حول نقطة العمل. وتؤدي هذه التأرجحات إلى تأرجحات موافقة لها في جهد المجمِّع v_{ce} (بين الصفر و 20 فولط) وفي تيار المجمِّع i_c (بين الصفر و 40 ميلِّي أمبير).

وفيما يخص خط الحمل المستمر، وبغية وضع نقطة العمل بحيث يتحقَّق جهد

انحياز صحيح، علينا أولاً النظر في معادلة الجهد المستمر لحلقة الخرج، وهي:

$$V_{\mathrm{CC}} = V_{ce} + R_{\mathrm{E}} I_c \qquad (36.5)$$

$$10 = V_{ce} + 4 I_c$$

أهملنا في هذه المعادلة مقاومة الملف الابتدائي الصغيرة للتيار المستمر وأجرينا التقريب $I_e \cong I_c$. الآن، باستعمال المعادلة 36.5 لرسم خط حمل التيار المستمر فوق منحنيات خصائص المجمِّع في الشكل 12.5−ب، نحصل عملياً على خط شاقولي (الميل يساوي $dV/dI = -4\ \mathrm{V/A}$). ويجب أن تكون نقطة العمل في منتصف المنطقة الفعالة، أي عند $I_c = 20\,\mathrm{mA}$ و $I_b = 0.2\,\mathrm{mA}$. ويتحدد جهد الانحياز المستمر بالمقاومات الثلاث ($5\,\mathrm{k\Omega}$ و $400\,\Omega$ و 4Ω) التي حُسبت بالطريقة المشروحة في المثال 7.4. ولتحقيق استقرار جيد للانحياز، يجب أن يساوي التيار الذي يمر في المقاومة $400\,\Omega$ عشرة أمثال تيار القاعدة المستمر $0.2\,\mathrm{mA}$ عند نقطة العمل (تحقِّق قيم المقاومات المختارة $I_{400} \cong 10\ V/(5000+400)\,\Omega = 1.9\,\mathrm{mA}$، وهذه قيمة تساوي $10 I_b$ تقريباً). ويجب أن يساوي الجهد بين القاعدة والباعث $0.6\text{-}0.7\,\mathrm{V}$ (يساوي تقريباً $10\ V \cdot 400\,\Omega\ /\ 5400\,\Omega\ -\ 4\,\Omega \cdot 20\,\mathrm{mA} =\ 0.74\ -\ 0.08\,\mathrm{V} =\ 0.66\,\mathrm{V}$).

وترى الإشارة المتناوبة المطبَّقة على الدخل خط حمل مختلف لأن الممانعة المنعكسة إلى الملف الابتدائي $R'_{\mathrm{L}} = (N_1/N_2)^2 R_{\mathrm{L}} = 10^2 \cdot 5 = 500\,\Omega$ أكبر كثيراً من مقاومة الملف للتيار المستمر. إذن، يمر خط حمل التيار المتناوب في نقطة العمل ويتحدَّد بـــ:

$$0 = v_{ce} + R'_{\mathrm{L}}\, i_c \qquad (37.5)$$

وخلافاً للمعادلة 36.5، R_{E} ليست موجودة في المعادلة السابقة بسبب تجاوزها بواسطة المكثفة C_{E}. بكلمات أخرى، قُصِرت إشارة الباعث المتناوبة مع الأرضي بواسطة C_{E}. و V_{CC} ليس موجوداً فيها أيضاً لأن الجهد المتناوب لا يهبط على البطارية. إذن، يتحدَّد ميل خط حمل التيار المتناوب بـــ $di_c/dv_{ce} = -1/R'_{\mathrm{L}} = -1/500\,\Omega$، وقد

استُعمل هذا الميل لرسم خط الحمل المتناوب في الشكل 12.5–ب. ونظراً إلى ضرورة حصر عمل الترانزستور ضمن منطقة منحنيات الخصائص المعطاة في الشكل المذكور[18]، نضع نقطة العمل في منتصف تلك المنطقة بحيث تسمح بتطبيق أكبر الإشارات المتناوبة على المدخل بغية الحصول على أكبر استطاعة في الخرج بدون تشويه الإشارة.

ويُعطى مردود مضخِّم الاستطاعة بنسبة استطاعة إشارة الخرج المتناوبة المضخَّمة إلى استطاعة التيار المستمر التي تقدِّمها البطارية أو وحدة التغذية. أما استطاعة التيار المستمر الوسطى فتساوي جداء التيار والجهد عند نقطة العمل، أي $V_{ce,Q} \cdot I_{c,Q}$. تُستجر هذه الاستطاعة من البطارية بقطع النظر عن قيام المضخِّم بالتضخيم. وهي أيضاً الاستطاعة التي يجب على الترانزستور أن يبدِّدها، ولذا يجب توفير مبرِّد ملائم لدرء ارتفاع درجة حرارة الترانزستور.

أما إشارة الخرج المتناوبة، فتتأرجح حول نقطة العمل ما بين الصفر وضِعْف القيمة التي تقع عندها نقطة العمل وفق المبيَّن في الشكل 12.5–ب. لذا تساوي قيمة ذروة جهد إشارة الخرج غير المشوَّهة $V_p = V_{ce,Q}$. وينطبق الشيء نفسه على التيار الذي تساوي ذروته $I_{c,Q}$. إذن، يُعطى مردود المضخِّم efficiency الآن بـــ:

$$\text{efficiency} = \frac{\text{AC power}}{\text{DC power}} = \frac{\frac{1}{2} I_c V_c}{I_c V_c} = \frac{1}{2} \qquad (38.5)$$

بغية التبسيط، حذفنا في المعادلة الأخيرة الأدلة السفلية (e و Q) من جهد المجمِّع وتياره عند نقطة العمل، واستعملنا القيم الفعالة للجهد والتيار للتعبير عن الاستطاعة المتناوبة. إذن، في مضخِّم الاستطاعة ذي التصميم المثالي (تقع نقطة العمل في منتصف خط حمل التيار المتناوب بحيث تكون التأرجحات على طرفي

[18] إذا تجاوز جهد المجمِّع 20 فولط، فقد تنهار وصلة المجمِّع. وإذا تجاوز تيار القاعدة 0.4 ميلِّي أمبير، فقد تتشبَّع وصلة المجمِّع. وعموماً، تتحدَّد الاستطاعة المبدَّدة في وصلة المجمِّع بدرجة الحرارة المسموح بها في الوصلة.

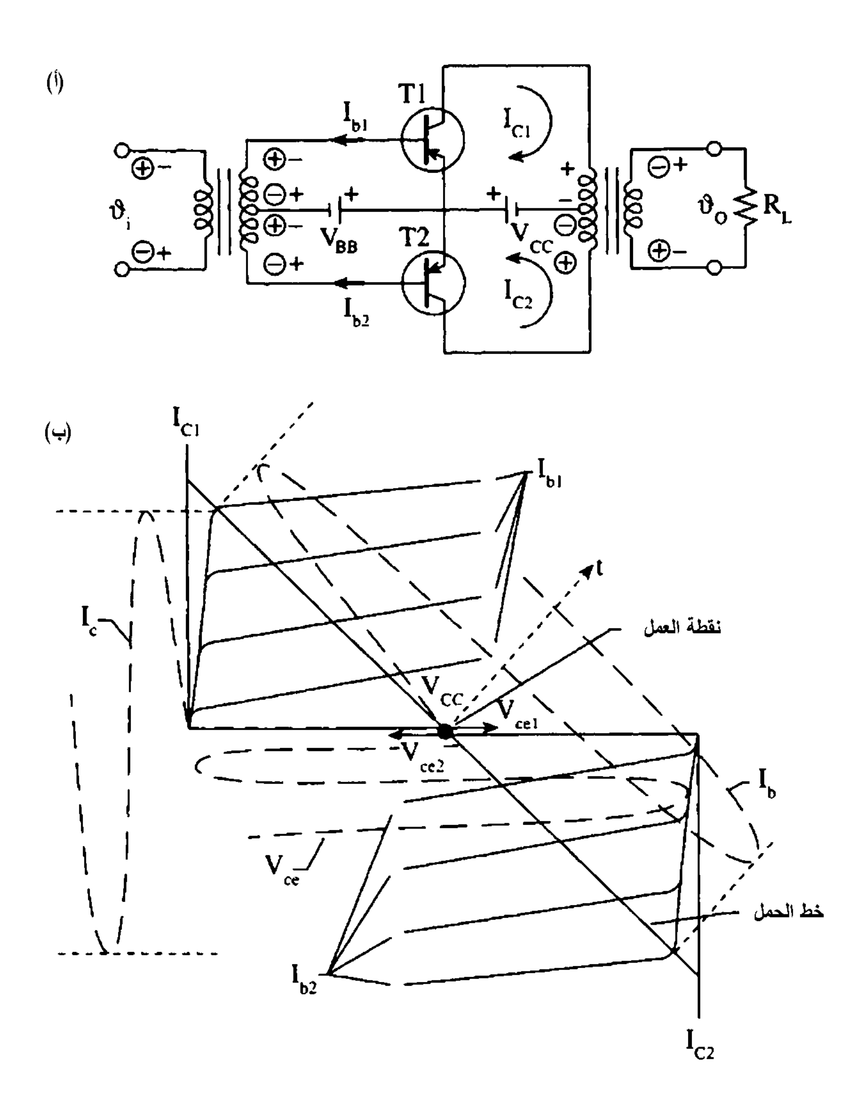
نقطة العمل متساوية لتحقيق أكبر تضخيم دون تشويه الإشارة)، يساوي المردود المثالي 50%. أما في الحالات العملية، فنادراً ما تأخذ الإشارة قيمتها العظمى في كل الأوقات، وهذا ما يجعل المردود الوسطي أصغر كثيراً من 50%.

بهذا نكون قد استكملنا تصميم مضخِّم استطاعة بسيط يُستعمل عادة لتضخيم الإشارة الصوتية. في هذا المضخِّم، تنتقل كل استطاعة الإشارة، التي تصل إلى ملف المحول الابتدائي، بدون نقصان إلى الحمل الذي يساوي 5 أوم. لكن أوزان وحجوم المضخِّمات، التي توصل مع الأحمال بواسطة محوِّلات ذات نوى حديدية، إضافة إلى تكاليف تلك المحولات، جعلتها اليوم أقل انتشاراً مما كانت عليه في أيام العناصر المنفصلة وغير ملائمة البتة للدارات المتكاملة. ومع ذلك، تبقى المبادئ التي يقوم عليها تصميم هذه المضخِّمات هامة وقابلة للتطبيق في تصميم أي مضخِّم.

2.7.5 مضخِّمات الدفع والجذب من الفئة B

B push-pull amplifiers

تتصف مضخِّمات الفئة A بمزايا خطية تجعل تشويه الإشارة قليلاً، لكن انخفاض مردودها يولِّد مستويات عالية من الحرارة التي يجب تخليص الترانزستور منها. أما العمل في النمط B فهو أعلى مردوداً، ولذا يكون أكثر جاذبية في مراحل مضخِّمات الاستطاعة العالية. ويمكن التخلُّص من التشويه الكبير الذي يُحدِثُه العمل في النمط B (يجري التيار في هذا النمط باتجاه واحد فقط، وهذا ما يجعل الخرج يبدو كخرج مقوم نصف موجة) باستعمال ترانزستورين ضمن تشكيلة ما يُسمى بمضخِّم الدفع والجذب push-pull، وفق المبيَّن في الشكل 13.5–أ. يوضع ترانزستوران من النوع *pnp* في حالة انحياز بالقرب من جهد الانتقال إلى حالة الوصل، الذي يساوي 0.6–0.7 فولط تقريباً، بواسطة بطارية V_{BB} (هذا يعني أنه إذا أصبح جهد الدخل موجباً عَمِلَ الترانزستور T_2، وإذا أصبح سالباً عمل الترانزستور T_1)، ويوصلان بالملف الثانوي ذي نقطة الوسط في محول الدخل.



الشكل 13.5: (أ) مخطط دارة مضخِّم دفع وجذب تظهر فيه قطبيات الجهود المختلفة في الدارة. (ب) خط حمل التيار المتناوب لمضخِّم الدفع والجذب، ويتضِّح منه أن المضخِّم لا يستجر أي تيار عند نقطة العمل.

ويوصل المخرجان المكوَّنان من المجمِّعين بالملف الابتدائي ذي نقطة الوسط في محول الخرج الذي يوصل بملفه الثانوي حمل من قبيل مجهار. وقد استُعملت في

الشكل مجموعتان من رموز الزائد والناقص لتوضيح عمل المضخِّم. افترض أن إشارة الدخل المتناوبة هي إشارة جيبية. تشير المجموعة التي في الدوائر إلى أن قطبية إشارة الدخل موجبة. حينئذ، يصبح الترانزستور السفلي منحازاً أمامياً، فيمر تيار خرج I_{c2} في الترانزستور T_2 والبطارية V_{CC} والنصف السفلي من الملف الابتدائي لمحول الخرج، ويبقى النصف العلوي من الملف الابتدائي خاملاً، لأن الترانزستور T_1 يكون في حالة فصل، أي $I_{c1} = 0$. وفي أثناء النصف الموجب من إشارة الدخل الجيبية، تعطي الرموز التي في الدوائر قطبية جميع الجهود، ومنها نلاحظ أن جهد الخرج في الملف الثانوي من محول الخرج منزاح طورياً بـــ 180 درجة بالنسبة إلى جهد الدخل.

وفي أثناء النصف الثاني من موجة الدخل الجيبية، يكون جهد الدخل سالباً، ويُشار إلى ذلك بالرموز التي ليست في دوائر. وينتقل الآن الترانزستور العلوي T_1 إلى حالة الوصل، ويتوقف الترانزستور T_2 عن العمل. وينتُج من ذلك التيار I_{c1} الذي يجري بالاتجاه المبيَّن في الشكل. ويولِّد النصف العلوي من ملف محول الخرج الابتدائي جهد الخرج. فإذا كان الترانزستوران متوافقين، يعطي مضخِّم الدفع والجذب جهداً جيبياً في الخرج غير مشوَّه تقريباً، برغم أن كل ترانزستور يمرِّر نصف موجة فقط إلى محول الخرج.

يمكن زيادة وضوح عمل الفئة B بالدفع والجذب بإظهار خط حمل التيار المتناوب على خصائص مضخِّم الدفع والجذب. لقد أخذنا في الشكل 13.5–ب خصائص خرج كل مضخِّم ووضعناها معاً متعاكستَيْن، مفترضين أن تيار المجمِّع الكلي في الملف الابتدائي من محول الخرج يُعطى بـــ $I_c = I_{c1} - I_{c2}$. وهذا يعطي خط حمل مركَّب من خطَّيْ حمل الترانزستورين T_1 و T_2. وتظهر نقطة العمل في منتصف الشكل على خطَّيْ حمل المضخمين، أي عند النقطة التي تجعل الترانزستورين في حالة فصل. ووفقاً لما أشرنا إليه من قبل، ينقل كل ترانزستور التيار عند أحد نصفَيْ الموجة. ويظهر على الشكل أيضاً تيار وجهد الخرج المركَّبان من جهد وتيار خرج المضخمين، الموافقين لإشارة الدخل الجيبية، ويتبيَّن

منه أن قيمة ذروة جهد الخرج المتناوب تساوي جهد البطارية V_{CC}. وعلى نحو مشابه، تساوي ذروة تيار الخرج المتناوب قيمة I_c العظمى، وينتُج من ذلك أن مردود المضخِّم الكلي يساوي:

$$\text{efficiency} = \frac{\text{AC power}}{\text{DC power}} = \frac{\frac{1}{2} V_{CC} I_c}{V_{CC}(2I_c/\pi)} = \frac{\pi}{4} = 0.785 \qquad (39.5)$$

في العلاقة السابقة حُدِّدت استطاعة التيار المستمر التي تقدِّمها البطارية وفقاً لما يلي: يتَّضح من الشكل 13.5–أ أن التيار النبضي المار في كل من الترانزستورين يتدفق عبر البطارية في نفس الاتجاه منتِجاً تيار بطارية مشابهاً لتيار مقوِّم الموجة الكاملة المبيَّن في الشكل 3.3–د. والقيمة الفعالة لتيار من هذا النوع معطاة بالمعادلة 2.3 وهي تساوي $2I_p/\pi$. أما المردود العالي، المساوي 78%، فقد كان ممكناً لأن تيار البطارية يجري عندما تكون ثمة إشارة فقط. وفي حالة غياب الإشارة، يكون المضخِّم عند نقطة العمل حيث لا يستجر أي تيار، وهذا ينطوي على أن البطارية لا تقدِّم استطاعة تيار مستمر في تلك الحالة. إذن، من الواضح الآن أن مضخِّم الفئة B ذا الدفع والجذب أعلى كفاءة على نحو ملحوظ من مضخِّم الفئة A، وهذا يعني تقديم استطاعة أكبر إلى الحمل وانخفاض في الاستطاعة المبددة في الترانزستورين. لذا يكون مضخِّم الدفع والجذب أكثر الخيارات ملاءمة للتضخيم العالي الاستطاعة.

3.7.5 مضخِّمات الفئة B المتتامة

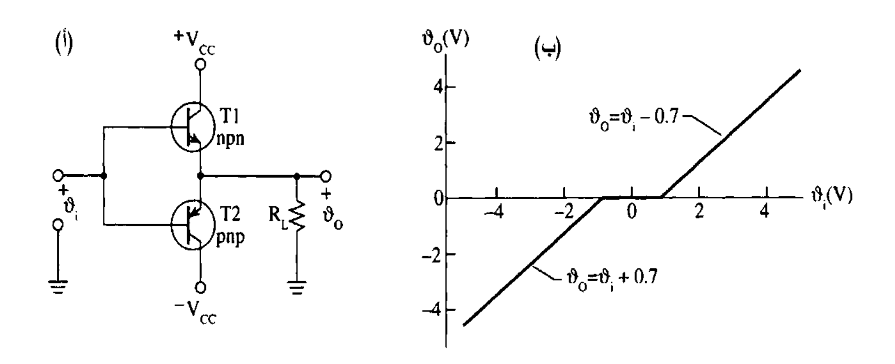
Class B complementary amplifiers

من تشكيلات الترانزستورات *npn* و *pnp* اللافتة ما يُعرَف بدارة التناظر المتتام complementary symmetry المبيَّنة في الشكل 14.5–أ. وهي دارة ملائمة للدارات المتكاملة لأنها تُوصَل مع غيرها مباشرة من دون الحاجة إلى مكثفات أو محولات ربط كبيرة الحجم ومرتفعة التكلفة. أما عيبها فهو حاجتها إلى بطاريتين أو وحدتي تغذية متعاكستَيْ القطبية.

تعمل هذه الدارة وفق ما يلي: في حالة غياب إشارة الدخل، يكون جهد الانحياز عند قاعدتي الترانزستورين صفراً، ولذا يكون الترانزستوران في حالة فصل. يُضاف إلى ذلك أن كلا الترانزستورين يبقيان في حالة فصل عندما تكون إشارة الدخل ضمن المجال من $-0.7\,\text{V}$ حتى $0.7\,\text{V}$. ونظراً إلى أن كلا الترانزستورين يكونان حينئذ في حالة فصل، يساوي جهد الخرج v_o الصفر. وعندما يصبح جهد الدخل v_i أكبر من 0.7 فولط، ينتقل الترانزستور T_1، وهو من النوع *npn*، إلى حالة الوصل، ويعطي تياراً إلى الحمل R_L، ويبقى الترانزستور T_2 في حالة فصل. وعندما يصبح جهد الدخل v_i أصغر من -0.7 فولط، ينتقل الترانزستور T_2 إلى حالة الوصل ويعطي تياراً إلى الحمل، ويبقى الترانزستور T_1 في حالة فصل. لذا يُعطى جهد الخرج المطبَّق على الحمل بـــ[19]:

$$v_o = v_i - 0.7\,\text{V}, \qquad v_i > 0.7\,\text{V} \tag{40.5}$$

$$v_o = v_i + 0.7\,\text{V}, \qquad v_i < -0.7\,\text{V}$$



الشكل 14.5: (أ) مضخِّم دفع وجذب من دون محول ملائم للدارات المتكاملة. (ب) خصائص تحويل المضخِّم يظهر فيها تشويه انتقال شديد.

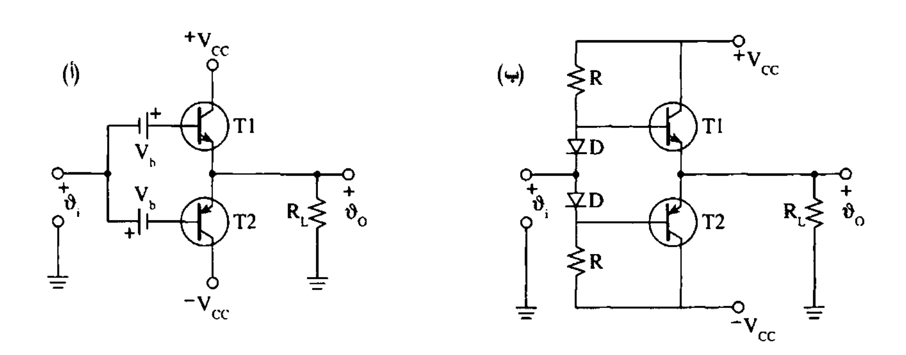
[19] نظراً إلى أن جهد الخرج يبدو تابعاً لجهد الدخل فيما عدا ما يخص حداً ثابتاً صغيراً، يسمى هذا المضخِّم أيضاً تابعاً باعثياً.

يُري الشكل 14.5–ب جهد الخرج v_o بوصفه تابعاً لجهد الدخل. يسمى هذا المنحني بخصائص التحويل، وهو يبيِّن أن ربح الجهد في المضخِّم في هذه الحالة (ميل المنحني) يساوي الواحد، باستثناء منطقة المركز الأفقية حيث يساوي ربح المضخِّم صفراً. وفي هذه المنطقة يتبادل الترانزستوران التنقل بين حالتي الفصل والوصل. وهي تمثِّل لاخطية في خصائص التحويل تؤدي إلى إدخال المضخِّم تشويهاً في الإشارة يسمى بتشويه الانتقال crossover distortion. وبرغم أن هذا المضخِّم لا يُقدِّم ربح جهد، فإنه يتصف بربح تيار كبير جداً، ومن ثَمَّ بربح استطاعة هائل.

يُري الشكل 15.5–أ كيفية تعديل المضخِّم المتتام لإزالة تشويه الانتقال. بإضافة بطاريتين تعطيان جهدَيْ انحياز V_b تقع قيمته في المجال 0.5-0.6 V، يصبح كلٌّ من الترانزستورين على حافة الانتقال إلى حالة الوصل عندما لا تكون ثمة إشارة دخل، أي عندما يكون $v_i = 0$. حينئذ، حتى الجهد الموجب الصغير سوف ينقل الترانزستور T_1 إلى حالة الوصل، والجهد السالب الصغير سوف ينقل الترانزستور T_2 إلى حالة الوصل. وبذلك يُزال معظم تشويه الانتقال. وتصبح خصائص التحويل المبيَّنة في الشكل 14.5–ب خطاً مستقيماً.

لكن علاوة على التعقيد الناجم عن بطاريتي الانحياز V_b وصعوبة تأمينهما للعمل في الدارة المتكاملة، فإن دارة المضخِّم المبيَّنة في الشكل 15.5–أ تنطوي على عيب يؤدي إلى تلف الترانزستور، حتى عندما يكون ارتفاع حرارته معتدلاً. تذكَّر أن تجهيزات السليكون حساسة جداً لزيادة درجة الحرارة. وقد بيَّنا في المثال 3.4 أن التيار العكسي في الدِّيود يزداد بازدياد درجة الحرارة. وأوضحنا في الشكل 14.4 أن إضافة مقاومة باعث إلى دارة الانحياز سوف تحمي الترانزستور من التلف نتيجة للفلَتان الحراري الذي ينجم عن نقصان مقاومة مادة السليكون مع ازدياد درجة الحرارة. فترْك الحرارة ترتفع يؤدي إلى حصول فَلَتان حراري بسرعة، لأن التيار المتزايد يؤدي تزايد الضياعات I^2R التي تزيد التسخين ودرجة الحرارة في مادة السليكون. ويمكن القول إنه إذا كان جهد الوصل في السليكون عند درجة حرارة الغرفة يساوي 0.7 فولط، فإن جهد وصل السليكون

الأسخن سوف يكون أقل. وينقص V_{be} عادة بمعدل $2.5\text{mV}/1^{\circ}\text{C}$. لذا فإن إبقاء جهد انحياز الترانزستور ثابتاً عندما تزداد درجة الحرارة يزيد في المحصلة انحياز الترانزستور أمامياً، مسرِّعاً الفَلَتان الحراري، ومؤدياً إلى مرور تيار كبير يحرق الترانزستور. ويتجلى هذا المفعول في مضخِّمات الاستطاعة التي تجري فيها تيارات كبيرة على نحو بالغ السوء. لذا، وللحماية من التلف الحراري، تزوَّد مضخِّمات الاستطاعة بمبرِّدات فعالة وكبيرة غالباً، تُصنع عادة من صفائح الألمنيوم السميكة وتُركَّب على ترانزستورات الاستطاعة.



الشكل 15.5: (أ) تُقلِّل إضافة بطاريتي الانحياز من تشويه الانتقال. (ب) تُعطي الاستعاضة عن البطاريتين بدَيودين جهدَيْ انحياز يُعوِّضان تلقائياً عن تغيُّرات درجة الحرارة.

لتجنب هذا النوع من التلف، تُعدَّل الدارة المبيَّنة في الشكل 15.5-أ بحيث تصبح كتلك المبيَّنة في الشكل 15.5-ب، وذلك بالاستعاضة عن بطاريتَي الانحياز بالدَّيودين D اللذين يُلاحق جهداهما الأماميان الجهدين المطبَّقين بين القاعدة والباعث في كلّ ترانزستور. يوضع الدَّيودان عملياً على نفس مبرِّد الترانزستور لضمان تعرُّضهما لنفس التغيُّرات الحرارية. حينئذ، وعندما ترتفع درجة الحرارة، ينخفض جهد الانحياز V_{be} تلقائياً لأن الجهد الأمامي الهابط على الدَّيودين يتناقص أيضاً، فيقل التيار المار في الترانزستورين وتستقر الدارة. وغالباً ما يُستعاض عن الدَّيودين بمقاومتين حساستين للحرارة، أي إن مقاومتهما تقل مع ارتفاع الحرارة.

أصبحت لدينا الآن دارة مضخِّم ملائمة تماماً للدارة المتكاملة. وهي ذات

مردود عالٍ، لأنها تعمل في النمط B ويمكن إنتاجها بتكلفة منخفضة لعدم وجود مكثفات ومحولات ربط. وهي من الفئة B لأن انحيازَيْ قاعدتَي الترانزستورين مضبوطان بحيث يكون الترانزستوران في حالة فصل إذا انعدمت إشارة الدخل. أي إن التيار يمر في أحد الترانزستورين عندما تجعل إشارة الدخل وصلة باعثه وقاعدته منحازة أمامياً. ونظراً إلى تعاكس قطبيتَي الترانزستورين، يعمل أحدهما عندما يكون نصف موجة الدخل موجباً، ويعمل الآخر عندما يكون نصف الموجة سالباً. ويُرسل الترانزستور الموجود في حالة وصل تياراً إلى الحمل (وفق المبيَّن في الشكل 13.5–ب الذي ينطبق على هذه الحالة أيضاً). وتكون إشارة الخرج v_o نسخة مطابقة لإشارة الدخل v_i من حيث الشكل برغم أن كلاًّ من الترانزستورين يعمل نصف الوقت فقط. ويعود المردود العالي للدارة المتتامة إلى ضآلة الضياعات I^2R، بسبب عدم مرور أي تيار مستمر في الحمل.

8.5 المستقبِل الراديوي ذو التعديل المطالي

AM Radio Receiver

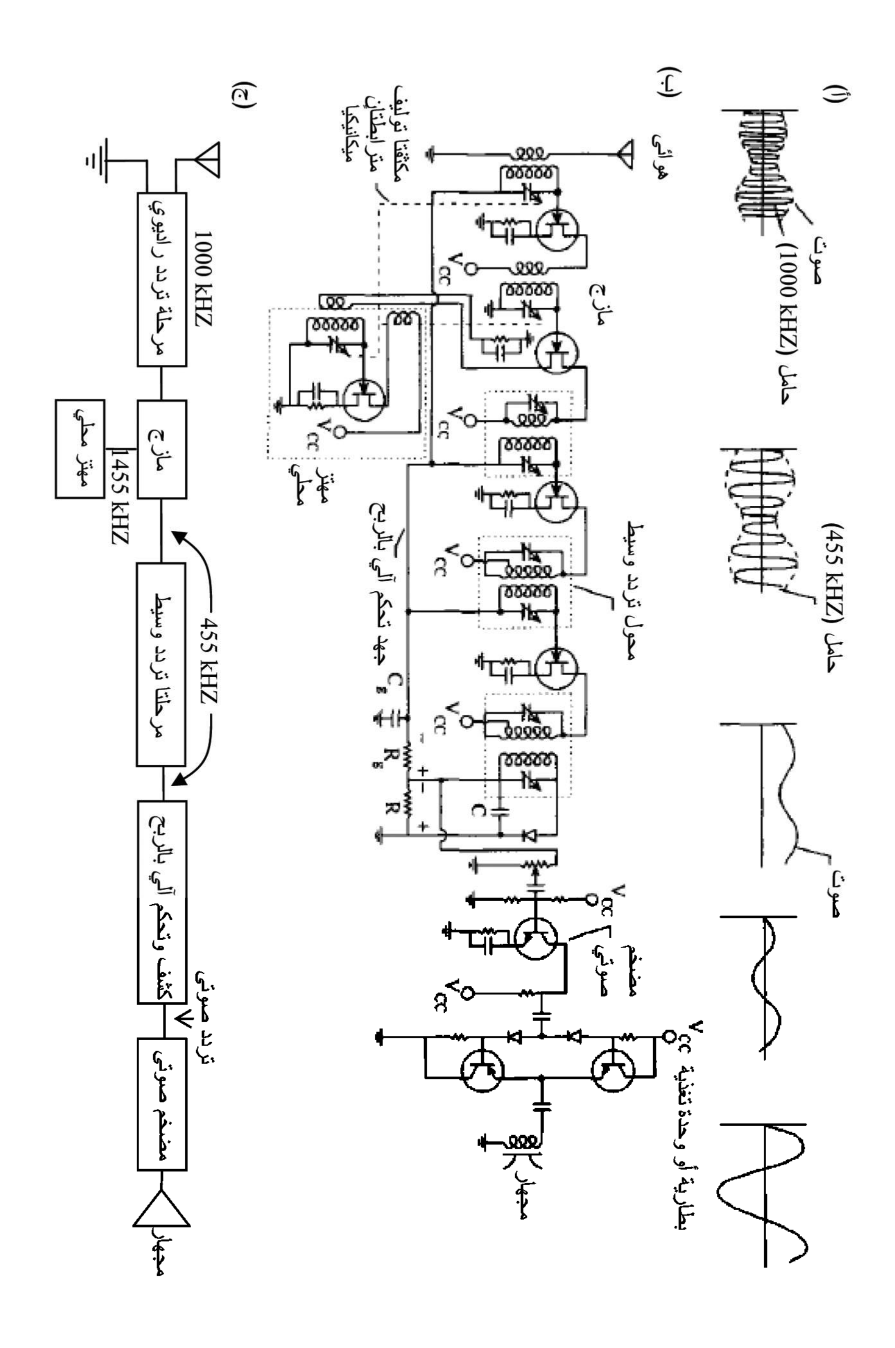
بعد أن تعرَّفنا خصائص المكوِّنات الكهربائية، سوف نرى الآن كيفية استعمالها في منظومة عملية من قبيل المستقبل الراديوي الذي يعمل بالتعديل المطالي amplitude modulation AM. يُري الشكل 16.5 مخطط دارة مستقبل راديوي يعمل بالمزج الترددي superheterodyne ضمن المجال الترددي الإذاعي 550 kHz-1.6 MHz. والغرض من هذا المستقبِل هو استقبال إشارة تحمل معلومات مرغوب فيها، وهي في هذه الحالة إشارة موسيقية أو كلامية حُمِّلت على حامل carrier في محطة الإذاعة، وفصلُ الإشارة عن الحامل وتضخيمها وإخراجها إلى مجهار كي نستمتع بسماعها.

إن فوائد منظومة من هذا النوع واضحة، فالغرض منها هو توفير التسلية والمعلومات لكثير من الناس. ونظراً إلى أن الإشارات الصوتية (الموسيقية أو الكلامية) تنتشر مسافات قصيرة فقط، فثمة حاجة إلى حامل يمكنه إيصال

المعلومات المطلوبة إلى أماكن بعيدة. ويتوفَّر هذا الحامل في الأمواج الكهرمغنطيسية التي تستطيع الانتشار مسافات طويلة بسرعة الضوء، وكل ما يلزم حينئذ هو تحميل المعلومات على الحامل. ويحصل ذلك في محطة الإذاعة الراديوية ويُسمى بالتعديل modulation. ويتمثَّل التعديل بمراكبة جهدين على بعضهما البعض، هما جهد إشارة المعلومات وجهد الحامل. ثم تُرسَل الإشارة المركَّبة بواسطة مرسِل راديوي وهوائي على شكل موجة كهرمغنطيسية. وتُعتبر الأمواج الكهرمغنطيسية وسطاً جيداً لنقل الإشارات المعدَّلة، وهي تتصف بخواص مختلفة تبعاً لتردداتها[20]. تُولَّد الإشارات الراديوية ذات التعديل المطالي، التي تقع ضمن المجال الترددي الإذاعي 550 kHz-1.6 MHz، في محطات الإذاعة باستطاعات من رتبة الكيلو واط، وتحمل إشارات معلومات إلى مسافات تصل إلى مئات الأميال. لكن فيما بعد تلك المسافات، تصبح الإشارة الراديوية عرضة للضجيج الجوي، ونظراً إلى استعمال التعديل المطالي فيها، تُصبح تلك الإشارات المتداخلة مع الضجيج أو البرق غير مقبولة.

وتُعتبر إشارات الراديو المعدلة مطالياً، التي تحتل حزمة ترددية ذات عرض يساوي 10 كيلو هرتس للمحطة الإذاعية الواحدة، وسيلة جيدة لتوزيع المعلومات على جماهير الناس. لكن إذا كانت الموسيقا هي المادة الرئيسية المرسَلة، فإن ثمة مثالب في تلك الإشارة المعدلة مطالياً. فالحزمة الترددية الضيقة والتعديل المطالي الذي يتَّصف بعدم المناعة تجاه جميع أنواع الضجيج، يمثلان قيداً على إرسال الموسيقا. أما الإشارات ذات التعديل الترددي frequency modulation FM، فهي أكثر ملائمة للموسيقا. فمجال التردد العالي (88-108 MHz) يمكِّن من استعمال حزمة ترددية أعرض (200 kHz) للمحطة الإذاعية الواحدة، إضافة إلى استعمال التعديل الترددي.

[20] ثمة قاعدة عامة تنص على أنه كلما كان تردد الموجة أعلى، أمكنها أن تحمل معلومات أكثر، إلا أن مقدرتها على الانتشار مسافات طويلة تقل، ومع ازدياد التردد، تبدأ الأمواج بمحاكاة سلوك الضوء.



الشكل 16.5: (أ) جهود الإشارة في أماكن مختلفة من الدارة. (ب) دارة كاملة لمستقبل بالمزج الترددي. (ج) مخطط صندوقي لمكوّنات المستقبل.

ونظراً إلى مناعة هذا النوع من التعديل الجيدة من الضجيج، فإنه يضمن استقبالاً خالياً من الضجيج تقريباً. وبرغم أن التعديل الترددي يقتصر نظرياً على الإرسال والاستقبال ضمن خط النظر، فإنه مفضل حالياً لنقل الموسيقا ذات الجودة العالية. ويمكن استعمال ترددات أعلى أيضاً، من قبيل الترددات فوق العالية جداً Ultra High Frequency UHF والأمواج المكروية microwaves، لكن نظراً إلى اقتصارهما على العمل وفق خط النظر حصراً، لا يمكن تغطية سوى منطقة قريبة من المرسل. ولعل الأهم من ذلك أيضاً هو أن الطيف الترددي مزدحم جداً في هذين المجالين، ومعظم الترددات فيهما مخصصة لأغراض أخرى.

بعد هذا الوصف الموجز لخواص الحامل، المتمثِّل بإشارة وحيدة التردد تبثُّها محطة إذاعة، الذي يمكن ملاحظته عندما تتوقف الإذاعة عن بث الموسيقا والكلام، سوف ننتقل إلى دراسة مستقبِل التعديل المطالي الذي يبيِّن الشكل 16.5 دارته ومكوِّناتها الرئيسية. ولمعرفة ما تفعله تلك المكوِّنات، وجدنا أن من المفيد رسم جهود الإشارات في أماكن مختلفة من الدارة، وفقاً للمبيَّن في الشكل العلوي.

1.8.5 مرحلة الترددات الراديوية RF stage

يستقبل الهوائي antenna طيفاً واسعاً من الإشارات الإذاعية، وهي إشارات ضعيفة تقع جهودها في مجال المكرو فولط عادة، ويُقدِّمها إلى مرحلة الترددات الراديوية radio frequency RF لتضخيمها. لكنْ قبل التضخيم، تُختار إشارة محطة إذاعة معينة، بواسطة دارة الطنين LC التفرعية الموجودة في مدخل مضخِّم الترددات الراديوية، ويحصل ذلك بتوليف المكثفة المتغيرة الموجودة في الدارة LC مع تردد الإشارة المختارة (يُشار إلى المكثفة المتغيرة بسهم يخترق رمزها). توجد الآن عند مدخل ترانزستور مرحلة الترددات الراديوية إشارة إذاعية واحدة يجب تضخيمها، وهي مبيَّنة في يسار الشكل العلوي. أما جميع الإشارات الإذاعية الأخرى فتتخمَّد لأن تردداتها لا تقع ضمن مجال طنين الدارة LC. تتألف الإشارة المستقبلة من تردد حامل خاص بمحطة الإذاعة (يساوي في هذه الحالة 1000 كيلو هرتس) معدل بإشارة

صوتية وحيدة التردد، أي إن ذُرى جهد التردد الحامل ترتفع وتنخفض تبعاً لشدة الإشارة الصوتية، وهذا هو التعديل المطالي. وقد اخترنا هنا تردداً صوتياً واحداً فقط لتسهيل الشرح. وتظهر الآن في خرج مرحلة الترددات الراديوية إشارة مضخَّمة أُشير إليها بـــ 1000 kHz في المخطط الصندوقي.

2.8.5 المازج Mixer

بغية تقليص عدد دارات الطنين القابلة للتوليف التي يجب توليفها في المستقبِل في كل مرة نختار محطة جديدة، نستعمل مبدأ المزج الترددي superheterodyne. فباستعمال دارة واحدة للمزج الترددي، يمكننا تقليص عدد المراحل القابلة للتوليف، والاستعاضة عنها بمراحل ثابتة مولَّفة مع تردد ثابت يسمى التردد الوسيط intermediate frequency IF. أما مصطلح المزج الترددي heterodyne، فينطوي على استعمال تردد مزيج (beat frequency) يساوي الفرق بين ترددين ممزوجين معاً. يُضاف إلى ذلك أن هذا التردد يُختار بحيث يمكن تضخيم جهده بربح وانتقائية أعلى من ذيْنك اللذين للإشارة المستقبلة. يساوي التردد الوسيط، في مستقبلات التعديل المطالي 455 كيلو هرتس عادة. وبغية تحقيق المزج الترددي، نحتاج إلى مهتز محلي قابل للتوليف يُعطي إشارات وحيدة التردد. وحين مزج إحدى هذه الإشارات المولَّدة محلياً مع الإشارة المستقبَلة، ينتُج ترددان مزيجان[21]، أحدهما يساوي مجموع تردد الحامل المستقبَل مع تردد المهتز المحلي، ويساوي الثاني الفرق بينهما. ويحصل المزج في مرحلة المازج

---

[21] لفهم كيفية تغيير تردد الإشارة المستقبلة ليصبح تردداً وسيطاً، سوف نأخذ مثالاً من الصوت أولاً، ونتعرَّف ظاهرة الضرب الترددي. انقر على C الوسطى في البيانو، تسمع صوتاً تردده 256 هرتس. انقر الآن على اللحن السابق له، أي على B، تسمع صوتاً تردده يساوي 240 هرتس. انقر الآن على مفتاحي اللحنين معاً، تسمع صوتاً لا هو B، ولا هو C، بل مزيجاً منهما. فإذا أصغيت تماماً للصوت الناتج تجد أن شدته ترتفع وتنخفض، وإذا استطعت توقيت الارتفاع والانخفاض تجد أنهما يحصلان بمعدل 16 مرة في الثانية، وهذا هو الفرق بين ترددي اللحنين C و B. سوف نسمي هذا الارتفاع والانخفاض لحن المزيج beat note، ويساوي تردده الفرق بين ترددي اللحنين اللذين تولَّد منهما. وعلى نحو مشابه، حين امتزاج ترددين راديويين مختلفين، ينتُج تردد مزيج.

التي تعتمد على خصائص الترانزستور اللاخطية في توليد التردد المزيج. ولتوليد تردد مزيج يساوي 455 كيلو هرتس عندما يكون تردد حامل الإشارة الواردة 1000 كيلو هرتس، يجب أن يساوي تردد المهتز المحلي 1455 كيلو هرتس (أو 545 كيلو هرتس). ويُرسل بعدئذ خرج المازج إلى مضخِّم التردد الوسيط. ونظراً إلى وجود دارة الطنين LC المولَّفة على 455 كيلو هرتس بين المازج ومرحلة التردد الوسيط الأولى، فإن إشارة ذلك التردد فقط هي التي تُنتقى للتضخيم.

المهتز المحلي Local oscillator

عندما يقوم المستمعون بتوليف المستقبِل مع محطة معينة، يتولَّف المهتز المحلي أيضاً، على نحو مترابط مع تردد الحامل، لتوليد إشارة ذات تردد وحيد (إشارة حامل غير معدَّلة من حيث الجوهر) أعلى بـــ 455 كيلو هرتس من تردد الإشارة المستقبلة. على سبيل المثال، إذا كان التردد المستقبَل 800 كيلو هرتس، ولَّد المهتز المحلي إشارة ترددها يساوي 1255 كيلو هرتس، ونتج في خرج المازج تردد مزيج يساوي 455 كيلو هرتس. أما المهتز، فهو مضخِّم ذو تغذية راجعة موجبة من مخرجه إلى مدخله. وتحدِّد دارة LC التردد الذي سوف تهتز به الدارة غير المستقرة. ولتحقيق توافق تردد المهتز المحلي مع تردد الحامل، يجب أن تكون المكثفتان المتغيرتان المبينتان في الشكل عند مدخل مضخِّم الترددات العالية والمازج متزامنتين، إما بربطهما معاً ميكانيكياً، أو بوسائل إلكترونية. وقد أُشير إلى ذلك الربط بخط مقطَّع.

مضخم التردد الوسيط IF amplifiers

ثمة حاجة إلى تحقيق ربح كبير في المستقبل الراديوي (يصل حتى 10^6) يفوق ما يمكن لمرحلة ترددات راديوية واحدة أن تقدِّمه. وفي مستقبل المزج الترددي، يحصل التضخيم الإضافي عند تردد وحيد هو تردد عمل مرحلة التردد الوسيط. بكلمات أخرى، بعد اختيار محطة معينة، نغيِّر ترددات التيارات التي تجري في دارتنا لتصبح مساوية لقيمة التردد الوسيط 455 كيلو هرتس الذي تعمل به مرحلة التردد

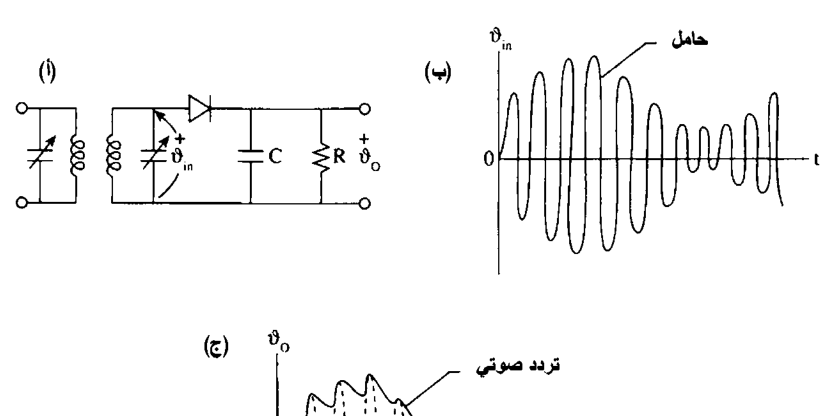
الوسيط، ثم نُدخله إلى مضخِّمات موَلَّفة مع ذلك التردد الثابت. أما مطال هذا التردد فهو معدَّل بنفس طريقة تعديل إشارة الدخل. يُري الشكل العلوي الثاني من اليسار إشارة معدلة كالإشارة المستقبلة، لكن مع حامل تردده أخفض من حامل تلك الإشارة. باختصار يمكننا القول إن دارات المستقبل الذي يعمل بالمزج الترددي أبسط وأقل تكلفة وأكثر استقراراً من دارات المستقبل الذي يعمل بلا مزج ترددي، بسبب عدم الحاجة إلى تغيير توليف مضخِّم التردد الوسيط عند تغيير توليف المستقبل مع محطة إذاعة جديدة. يُضاف إلى ذلك أن التردد الوسيط يُختار لاستمثال حساسية المستقبِل وانتقائيته. وتزداد انتقائية مستقبل المزج الترددي أيضاً بسبب وجود ست دارات طنينية تفرعية مولَّفة مع التردد الوسيط في مرحلة التردد الوسيط. فدارات هذه المرحلة موصولة معاً بواسطة محولات قابلة للتوليف وتسمح للتيار المتناوب بالمرور، وتمنع التيار المستمر من الوصول إلى بوابات الترانزستورات. تظهر أزواج الدارات الطنينية تلك، أي المحولات القابلة للتوليف، في الشكل ضمن مربعات مقطَّعة الأضلاع، ويُسمّى كلٌّ منها محول تردد وسيط IF transformer. وتوجد هذه المحولات عادة عند مدخل ومخرج كل مرحلة تضخيم تردد وسيط.

مرحلة الكشف أو فك التعديل

Detector or demodulator stage

لقد أصبحت الإشارة في مخرج مرحلة التردد الوسيط مضخَّمة بقدر كاف، وأصبح مطالها بين 1 و 10 فولط، وبذلك تكون جاهزة لاستخلاص المعلومات المحمولة على التردد الوسيط. في حالتنا هذه، وبغية التبسيط، افترضنا أن المعلومات المرسَلة من محطة الإذاعة إلى هوائي مستقبِلنا هي إشارة تردد صوتي وحيد التردد. فكيف نستخلص هذا التردد الصوتي ونضخِّمه ونُخرجه إلى المجهار لنسمعه؟ أولاً، تُمرَّر إشارة خرج مرحلة التردد الوسيط عبر دَيود (وهو عنصر لاخطي)، فيحذف النصف السفلي منها. ثم ترسَل الإشارة الناتجة إلى مرشح RC يمرِّر الترددات المنخفضة. تمثِّل هاتان العمليتان اللتان حصلتا في الديود والمرشح RC عملية فك التعديل المطالي AM demodulation. وتبدو الإشارة الناتجة من

فك التعديل كتلك المبيَّنة فوق الدَّيود في الشكل 16.5–أ: إنها تردد صوتي محمول على جهد مستمر. ولضمان أن مرشح تمرير الترددات المنخفضة (انظر الشكل 6.2) يمرِّر التردد الصوتي لا التردد الحامل، تُختار قيمتا R و C بحيث يكون تردد القطع $f_0 = 1/2\pi RC$ مساوياً 15 كيلو هرتس، على سبيل المثال. حينئذ يمر الجهد المستمر والترددات التي تصل قيمتها إلى 15 كيلو هرتس فقط، ويُمنع التردد الوسيط 455 كيلو هرتس من المرور.



الشكل 17.5: (أ) دارة فك التعديل. (ب) جهد الإشارة v_{in} في خرج آخر مرحلة تردد وسيط، ويتكوَّن من إشارة تردد حامل يرتفع مطالها وينخفض تبعا لتغيُّرات التردد الصوتي. (ج) تردد صوتي مُستخلَص بواسطة دَيود ومرشح تمرير ترددات منخفضة.

لبيان عملية فك التعديل بوضوح، نرسم دارة الكاشف في الشكل 17.5–أ مرة أخرى. يُمثِّل الجهد v_{in} المبيَّن في الشكلين 17.5–أ و ب جهد خرج مرحلة التردد الوسيط الأخيرة المبيَّنة في الشكل 16.5–ب. وبعد مرور الإشارة الممثَّلة بـــ v_{in} في الدَّيود الذي يُزيل النصف السفلي من الإشارة، تُنعَّم الإشارة المقوَّمة بمرشح تمرير الترددات المنخفضة RC فتنتُج الإشارة المبيَّنة في الشكل 17.5–ج. ومن القيم الشائعة لـــ R و C، القيمتان $R = 10\,\text{k}\Omega$ و $C = 0.001\,\mu\text{F}$ اللتان تعطيان $f_0 = 15\,\text{kHz}$. وباستثناء ما يخص هاتين القيمتين، فإن دارة الكاشف تماثل في الواقع مرشح مقوِّم وحدة التغذية المبيَّن في الشكل 4.3. إذن، نلاحظ في الشكل 17.5–ج أن التردد الصوتي قد استُعيد لأن الجهد على طرفي المكثفة لا يستطيع

ملاحقة التغيُّرات السريعة في إشارة الحامل، بل يستطيع ملاحقة التردد الصوتي الأبطأ كثيراً. أما التعرُّجات التي تظهر في الإشارة الصوتية فتنجم عن التخامد الأسِّي لجهد المكثفة بالثابت الزمني RC، وهو أكبر كثيراً من دور التردد الوسيط (الذي يساوي $(T = 1/(455\,\text{kHz}))$. لقد بالغنا في الشكل 17.5−ج في إظهار تلك التعرجات الناجمة عن التردد الوسيط، وهي تختفي من الإشارة عملياً بواسطة مرشح تمرير الترددات المنخفضة، وتصبح الإشارة ناعمة كتلك المبيَّنة في الشكل 16.5. يسمى الكاشف الذي من هذا النوع بكاشف الذروة peak detector لأنه يلاحق ذُرى إشارة الحامل المعدَّلة. وحتى لو لم يُنعِّم المرشح RC التعرُّجات، فإن الأذن ستقوم بذلك لأنها لا تستجيب لترددات التعرجات العالية. بهذا المعنى، تعمل الأذن عمل مرشِّح تمرير ترددات منخفضة[22].

---

[22] لتكوين فكرة أوضح عن فك التعديل، يمكننا النظر إليه من منظور مختلف. فبإمكاننا القول إن الإشارة الصوتية (افترض أنها مكوَّنة من تردد صوتي واحد يساوي 1000 هرتس، أي $f_a = 1\text{kHz}$) ليست موجودة صراحة في مرحلة التردد الوسيط، بل ضمن ثلاثة ترددات هي الحامل $f_c = 455\,\text{kHz}$، و $f_c + f_a = 456\,\text{kHz}$ و $f_c - f_a = 454\,\text{kHz}$. تتكوَّن هذه الإشارات الثلاث، إضافة إلى إشارات أخرى، في المازج. أما محولات التردد الوسيط فهي مولَّفة على التردد المركزي 455 كيلو هرتس، ولذا لا تمرِّر سوى تلك الإشارات الثلاث. فكيف نستخلص التردد الصوتي f_a منها؟ تُرسَل الإشارات الثلاث بعد التضخيم في مرحلة التردد الوسيط إلى الدَّيود (انظر الشكل 17.5−أ). لكن الدَّيود عنصر لاخطي ذو علاقة أسِّية بين جهده وتياره وفقاً للمعادلة 6.4. فإذا نشرنا المقدار الأسِّي بسلسلة تايلور $e^v = 1 + v + v^2/2 + \cdots$، وجدنا أن من بين ما يعطيه الحد v^2:

$$\cos\omega_c t\,\cos(\omega_c - \omega_a)\,t = \frac{1}{2}\{\cos(\omega_c + (\omega_c - \omega_a))\,t + \cos(\omega_c - (\omega_c - \omega_a))\,t\}$$
$$= \frac{1}{2}\{\cos(2\omega_c - \omega_a)\,t + \cos\omega_a t\}$$

طبعاً، $\omega = 2\pi f$. إذن يحتوي تيار الدَّيود على التردد الصوتي ممثَّلاً بـ $\cos\omega_a t$، وهذا يعني أنه قد استُخلص، ويمكن الآن تضخيمه في مرحلة المضخِّم الصوتي. وكي يكون الحد v^2 فعّالاً، يجب ألاّ يكون الجهد v صغيراً، وإلاّ حصلنا على تقريب خطي للمقدار الأسِّي $e^v = 1 + v$ المرغوب فيه عادة في كثير من الحالات الأخرى. أما هنا، فنحتاج إلى الحد اللاخطي v^2 الذي يُعطي النتيجة السابقة عند ضرب إشارتَيْ الترددين f_c و $f_c - f_a$، أي $(\cos\omega_c t + \cos(\omega_c - \omega_a)\,t)^2$. لذا يجب تضخيم جهود الإشارات على نحو ملائم في مرحلة الترددات الوسيطة كي يصبح الحد v^2 كبيراً بقدر كاف. وهذا جزء من تصميم دارة الكاشف. طبعاً، يحذف مرشح تمرير الترددات المنخفضة جميع الترددات العالية ويُمرِّر التردد الصوتي فقط.

التحكم الآلي بالربح Automatic gain control (AGC)

يمكن لشدة الصوت أن تتغيَّر كثيراً (وعلى نحو مزعج) عند الانتقال من استقبال إشارة محطة قريبة إلى استقبال محطة بعيدة إذا لم يحتوِ المستقبِل على دارة تحكُّم آلي بالربح automatic gain control AGC تعمل على الإبقاء على شدة الصوت ثابتة حين الانتقال من محطة إلى أخرى. تذكَّر أن دور مرشح تمرير الترددات المنخفضة في دارة فك التعديل هو منع التردد الوسيط من المرور وتمرير الترددات الصوتية. لكن هذا المرشِّح يقوم بتوسيط تغيرات مطال الحامل زمنياً أيضاً، من دون أن يؤثِّر في الإشارة الصوتية. فإذا استطعنا أيضاً توسيط تغيُّرات مطالات الإشارة الصوتية، أمكننا الحصول على جهد مستمر متناسب مع شدة الإشارة المستقبَلة. ويُطبَّق هذا الجهد، الذي يسمى عُرفاً بجهد التحكُّم الآلي بالربح، على شكل انحياز سالب على مضخِّمات الــ FET السابقة. تُنتِج المحطة القوية الآن انحيازاً سلبيا أكبر على بوابات الترانزستورات، فينخفض ربح المضخِّمات، وتؤدي المحطات الضعيفة إلى انحياز سالب أقل، فيزداد ربحها. إن تقنية التغذية الراجعة هذه تجعل الصوت الوارد من كلٍّ من المحطات القوية والضعيفة ذا شدة واحدة تقريباً.

ويتحقَّق ذلك بتمرير إشارة الصوت في مرشح تمرير ترددات منخفضة آخر R_gC_g، وفق المبيَّن في الشكل 16.5، تردد القطع فيه $f_0 = 1/2\pi R_g C_g$ منخفض جداً ويساوي 1 هرتس، على سبيل المثال (من قيم R_g و C_g الشائعة لتحقيق ذلك القيمتان $R_g = 15\,\mathrm{k\Omega}$ و $C_g = 10\,\mu\mathrm{F}$). بذلك يجري تنعيم كل التغيُّرات والإبقاء على جهد مستمر متناسب مع شدة الإشارة المستقبَلة. يُستعمل التحكُّم الآلي بالجهد، الذي يسمى أحيانا التحكُّم الآلي بشدة الصوت، في جميع المستقبِلات عملياً.

3.8.5 تضخيم الترددات الصوتية

Audio frequency amplification

تُطبَّق الإشارة بعد فك التعديل على المرحلة الأولى من مضخِّم الترددات الصوتية، وذلك من خلال دارة ربط RC. وتُجعل المقاومة R متغيِّرة بغية تغيير

شدة الصوت من قبل المستعمل، في حين أن C تمنع الجهد المستمر من الوصول إلى مرحلة الصوت الأولى، ومن التداخل أيضاً مع جهد الانحياز المستمر في تلك المرحلة. يُري الشكل 16.5 الإشارة عند تلك المرحلة وقد أُزيلت منها مركِّبة الجهد المستمر. وبعد التضخيم في المرحلة الأولى، تكون قد أصبحت قوية بقدر يكفي لتغذية مضخِّم استطاعة متتام متناظر. وتتصف ممانعة خرج المضخِّم بأنها منخفضة إلى حدٍّ يكفي لتغذية مجهار، ممانعته تساوي ما بين 4 و 16 أوم، مباشرة. لذا ليست ثمة حاجة إلى محوِّل موافقة ممانعات لضمان نقل استطاعة عظمى من مضخِّم الاستطاعة إلى المجهار (انظر الشكل 18.2).

4.8.5 خلاصة المستقبل الراديوي

Summary of a radio receiver

يُمثِّل المستقبِل الراديوي مثالاً جيداً لتطبيقات الدارات التماثلية التي قدَّمناها حتى الآن، مع أن من النادر تجميع مستقبِل راديوي من مكوِّنات منفصلة في عصر الرقاقات المكروية هذا. فمع ازدياد انتشار الدارات المتكاملة، أصبحت مكوِّنات المستقبِل المختلفة متوفِّرة على شكل رقاقات. وفي البداية، ظهرت رقاقات المضخِّمات الأولية، ثم ظهرت مرحلة التردد الوسيط في دارة متكاملة، واليوم يُصنع مستقبل التعديل المطالي برمته ضمن رقاقة chip واحدة. أما المستقبلات العالية الاستطاعة فتأتي على شكل وحدات تمثِّل جزء الاستقبال ووحدة التغذية ومضخِّم الصوت المركَّب عادة على مبرِّد.

9.5 الخلاصة Summary

استقصينا في هذا الفصل استعمال المضخِّمات في دارات عملية.

- لقد بدأنا بعرض خصائص المضخِّم المثالي (مقاومة دخل لانهائية، مقاومة خرج معدومة، ربح ثابت وعالٍ جداً) التي تُستعمل غالباً بوصفها أهدافاً تصميمية لمضخِّمات عملية. واستعضنا، في حالة إشارة دخل المضخِّم الصغيرة، عن الترانزستور بنموذج خطي يمكِّن من النظر إلى الترانزستور

على أنه عنصر دارة عادي، وتحديداً مقاومة ومنبع متحكَّم فيه، لا مجرد تجهيزة غامضة ثلاثية الأطراف. ومكَّنتنا الاستعاضة عن دارة خرج الترانزستور بدارة ثِفِينين أو نورتون المكافئة من معاملة الدارة ذات الترانزستورات بوصفها دارة عادية، أي دارة خالية من رموز الترانزستورات. يُضاف إلى ذلك أنه يمكن التعبير عن ربح مضخِّم الإشارة الصغيرة بدلالة موسطات دارة خطية. على سبيل المثال، يُعطى ربح مضخِّم الـ FET بـ $A = -g_m R_{\rm L}$.

- عندما تكون القيمة العددية لربح المضخِّم محدَّدة، فإنها لا تنطبق إلا على مجال من الترددات يسمى المجال الأوسط. أما عند الترددات التي هي أدنى من المجال الأوسط، فيتناقص الربح بسبب وجود مكثفات الربط، ويتناقص أيضاً عند الترددات التي هي أعلى بسبب وجود سعات تفرعية، إما في داخل الترانزستور، أو خارجه فيما بين عناصر الدارة. ويُعرَّف المجال الأوسط عادة بأنه الحزمة الترددية الواقعة فيما بين الترددين f_l و f_h حيث لا يقل ربح المضخِّم A بأكثر من 3 dB عن ربحه الأعظمي. وعلى سبيل المثال، يساوي عرض حزمة مضخِّم صوتي عادي 25 kHz، ويساوي عرض حزمة مضخِّم صورة 6 MHz، ويساوي عرض حزمة مضخِّم شاشة ذات 80 عموداً 15 MHz، ويصل عرض حزمة مضخِّم راسم الإشارة إلى 100 MHz.

- يُقلِّص وضع عدد N من المضخِّمات المتماثلة معاً على التتالي عرض حزمة المضخِّم مقارنة بعرض حزمة المرحلة الواحدة، لأن ربح المضخِّمات مجتمعة سوف ينخفض بمقدار $3N$ dB عند ترددي القطع السفلي والعلوي الخاصين بالمرحلة الواحدة. إذن، وبرغم أن ربح المضخِّمات الموصولة على التتالي $A_{\rm cas} = N\,A$، فإن ذلك الربح سوف يقتصر على حزمة أضيق.

- ويُستغنى عن المكثفات في الدارات المتكاملة لأنها كبيرة الحجم، وقد أمكن تصميم مضخِّمات قابلة للربط المباشر فيما بينها لأن كمون مجمِّع المرحلة

السابقة يساوي كمون قاعدة المرحلة اللاحقة. وأدى الاستغناء عن مكثفات الربط إلى إلغاء نقصان الربح عند الترددات المنخفضة، ولذا يُعطى عرض الحزمة في الدارات المتكاملة بتردد القطع العلوي f_h فقط.

- وفي حالة الحاجة إلى تضخيم نبضات أو إشارات سريعة التغيُّر، بيَّنا أنه كلما كانت تغيُّرات الإشارة أسرع، وجب أن يكون عرض حزمة المضخِّم أكبر لتحقيق تضخيم للإشارة بدون تشويهها. وربطنا مدة صعود النبضة t_r مع عرض الحزمة بالعلاقة $t_r = 1/3f_h$، حيث إن f_h هو تردد القطع العلوي. لذا فإن المضخِّمات التي هي أعرض حزمة يمكن أن تُضخِّم النبضات ذات الحواف الحادة بتشويه أقل.

- وإذا أُدخِلت نبضة مربعة مدتها T_p إلى مضخِّم، فما مقدار تردد قطع المضخِّم العلوي الذي يدرأ تشويهها؟ والجواب المحتمل المقبول هو أنه يجب اختيار f_h بحيث يحقِّق $f_h = 1/T_p$. إلا أن مدة صعود النبضة المضخَّمة t_r (العلاقة 32.5) تمثِّل جواباً أكثر دقة.

- بعد تحقيق تضخيم كاف لجهد الإشارة، وهو غالباً الهدف النهائي في بعض التطبيقات، تُمكِن زيادة استطاعتها أيضاً. ويتحقَّق ذلك بإدخال الإشارة المضخَّمة إلى مضخِّم استطاعة هو من حيث الجوهر مضخِّم تيار. ونحصل في خرج مضخِّم الاستطاعة على جهود كبيرة (من رتبة جهد وحدة التغذية) وتيارات كبيرة وفق المبيَّن في الشكل 1.5. ويُعتبر ربط مراحل التضخيم الصوتية معاً بواسطة المحولات مفيداً، لكن تكاليفها العالية وحجومها الكبيرة تحصر استعمالها في تطبيقات معينة. وللاستغناء عنها يمكن استعمال ترانزستورات متتامة *npn* و *pnp* في مضخِّمات الدفع والجذب فئة B العالية المردود وذات ممانعة الخرج الصغيرة التي تسمح بوصلها مباشر مع مجهار صغير الممانعة. تأتي هذه المضخِّمات، القادرة على تقديم استطاعة صوتية بين 50 و 200 واط، على شكل رقاقات مسطَّحة لا تزيد مقاساتها على 5 سم × 7.5 سم.

• استعملنا مستقبِل التعديل المطالي مثالاً لجمع مكوِّنات تبدو شديدة التباين ضمن منظومة عملية، إلا أنه يمكن لمستقبل التعديل الترددي أو لمستقبل التلفاز أو غيرهما من التجهيزات الإلكترونية أن تكون مثالاً أيضاً. وبرغم أن كثيراً من مكوِّنات المستقبِل المبيَّنة في المخطط تُصنع على شكل رقاقات (تُصنع المستقبِلات المنخفضة الاستطاعة الصغيرة الحجم على شكل رقاقات متكاملة)، فقد مكَّننا مخطَّط عناصر المستقبِل المنفصلة من دراسة مبدأ المزج الترددي وفك التعديل والتحكُّم الآلي بالربح. وما تجدر الإشارة إليه هو أن المخطَّط المبيَّن في الشكل 16.5 أبسط كثيراً من مخطَّط المستقبِل الحقيقي. والسبب هو أن المستقبِل الحقيقي يحتوي على ترانزستورات ودَيودات كثيرة مستعملة لأغراض متنوِّعة من قبيل تحقيق استقرار الدارات وحمايتها من زيادة الجهود والتيارات وتغيُّرات درجات الحرارة وغيرها. يُضاف إلى ذلك وجود دارات أخرى تزيد من تعقيد المستقبِل، الغاية منها زيادة متعة المستمع ومنها تقوية النغمات ذات الترددات الصوتية العالية treble أو ذات الترددات المنخفضة bass والتحكُّم في شدة الصوت..إلخ. لم يتضمن الشكل 16.5 هذه المُضافات لأنها لا تُسهم في فهم أساسيات مستقبِل التعديل المطالي. لذا يوصف المستقبِل المبيَّن في الشكل المذكور بأنه المستقبل الأساسي المجرَّد.

مسائل Problems

1. يولِّد محِسٌّ إشارة استطاعتها تساوي 1 مكرو واط وجهدها يساوي 100 مكرو فولط. بافتراض أن استطاعة الخرج يجب أن تساوي 100 واط، وأن جهده يجب أن يساوي 1 فولط، حدِّد ربح الجهد وربح التيار وربح الاستطاعة في المضخِّم.

الجواب: $A_V = 10^4$ ، $A_I = 10^4$ ، $A_P = 10^8$.

2. مضخِّم تساوي مقاومة دخله $10^5\,\Omega$، وتساوي مقاومة خرجه $10^3\,\Omega$،

ويساوي ربح الحلقة المفتوحة فيه 10^4. فإذا وُصِل مع مدخل المضخِّم محِسٌّ تساوي مقاومته الداخلية $100\,\mathrm{k\Omega}$ ويُعطي إشارة جهدها يساوي $10\,\mu\mathrm{V}$، فما مقدار ربح هذا المضخِّم عندما توصل مع مخرجه مقاومة حمل مقدارها $1\,\mathrm{k\Omega}$؟

3. كيف تغيِّر مقاومتي دخل وخرج المضخِّم الحقيقي المذكور في المسألة 2 لجعل الربح الحقيقي أعظمياً؟

4. حدِّد موسطات الإشارة الصغيرة عند نقطة عمل المضخِّم المبيَّن في الشكل 17.4 واستعمل تلك الموسطات لحساب ربح المضخِّم. قارن نتيجتك بالنتيجة المُستنتَجة بيانياً في النص الخاص بالشكل 17.4 (يُعتبر التوافق ضمن 10–15% جيداً).

5. ثمة رغبة في تمثيل الترانزستور MOSFET، المعطاة خصائص خرجه في الشكل 17.4–ج، بنموذج إشارة صغيرة. حدِّد g_m و r_d بالقرب من $V_{gs}=-2\,\mathrm{V}$ و $V_{ds}=30\,\mathrm{V}$، وحدِّد المقاومة R_L التي يمكن أن تحقِّق ربح جهد يساوي 12–.

الجواب: $g_m\approx 0.75\,\mathrm{mS}$ ، $r_d\approx 60\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_\mathrm{L}=16\,\mathrm{k\Omega}$.

6. احسب ربح الإشارة الصغيرة في المضخِّم المبيَّن في الشكل 16.4–أ. قارن النتيجتين الحاصلتين من استعمال العلاقتين 6.5 و 7.5.

7. لا توجد مكثفة تفريغ مع مقاومة المنبع R_s في المضخِّم المبيَّن في الشكل 16.4–أ. استخرج علاقة ربح الإشارة الصغيرة في المضخِّم من دون إهمال R_s، واحسب الربح باستعمال القيم الناتجة في المثالين 7.4 و2.5.

الجواب: $A_r=-g_m r_d R_\mathrm{L}/(r_d+R_s+R_\mathrm{L})$ ، 4.57– .

8. احسب قيمة ربح التيار β (الذي يُعرف أيضاً بـــ h_f) لخصائص مجمِّعات الترانزستورات BJT المعطاة في الأشكال 7.4 و 13.4 و 14.4.

الجواب: $\beta=I_c/I_b=(12\cdot10^{-3})/(100\cdot10^{-6})=120$ ، 500، 55.

9. يُستعمل في مضخِّم ذي باعث مشترَك ترانزستور BJT يتصف بـ $\beta = 60$، ويعمل عند نقطة عمل موافقة لـ $I_c = 1\text{mA}$. استعمل دارة الإشارة الصغيرة المكافئة المبيَّنة في الشكل 6.5–ب لحساب ربح الجهد والتيار إذا كان على المضخِّم تقديم تيار متناوب قيمته الفعالة تساوي 0.3mA إلى حمل $R_L = 5\text{k}\Omega$. افترض أن $r_c \gg R_L$.

الجواب: $i_o/i_i = i_c/i_b = 60$، $v_o/v_i = v_{ce}/v_{be} = -200$.

10. احسب ناقلية العبور g_m للمضخِّم الموصوف في المسألة 9، واستعمل القيمة الناتجة لتحديد ربح الجهد فيه.

11. وُصِلت تجهيزة أخرى (مضخِّم مختلف ومقاومة حمل مختلفة..إلخ) بمخرج المضخِّم المبيَّن في الشكل 7.5–أ. احسب الممانعة التي "تراها" التجهيزة، أي احسب ممانعة خرج المضخِّم، وذلك باتباع طريقتين:

الطريقة أ: افترض أن منبع جهد الدخل v_i موصول مع المدخل، واحسب الممانعة $Z_o = v_{o,\text{ open circuit}} / i_{o,\text{ short circuit}}$.

الطريقة ب: اقصرْ جهد الدخل v_i، وَصِلْ منبع جهد v مع المخرج، واحسب التيار الناتج i ثم $Z_o = v/i$.

12. وُصِلت مقاومة حمل R'_L مع مخرج المضخِّم المبيَّن في الشكل 7.5–أ. احسب ربح التيار في المضخِّم.

الجواب: $A_i = \dfrac{i_{R'_L}}{i_b} = \dfrac{\beta(r_c \| R_L)}{(r_c \| R_L) + R'_L}$ باستعمال الشكل 7.5–ج،

$A_i = \dfrac{\beta R_L}{R_L + R'_L}$ باستعمال الشكل 7.5–د.

13. بافتراض أن استطاعة إشارة دخل المضخِّم تساوي 1 واط، احسب ربح المضخِّم بالديسيبل عندما تكون استطاعة الخرج 100 واط، 1 واط، 0.1 واط.

الجواب: $20\,\text{dB}$، $0\,\text{dB}$، $-10\,\text{dB}$.

14. يُعطي مكرفون في منظومة صوتية جهداً مقداره $10\,\text{mV}$، والمكرفون موصول بكبل مع مضخِّم ربح الجهد فيه يساوي $30\,\text{dB}$. ويسبِّب الكبل ضياعات مقدارها $5\,\text{dB}$. احسب (أ) ربح المنظومة، و (ب) جهد الخرج.

15. تزيد إضافة مضخِّم أولي إلى مضخِّم صوتي ربح الجهد بمقدار $60\,\text{dB}$. ما مقدار عامل ربح الجهد الموافق لذلك؟

الجواب: 10^3.

16. يساوي ربح جهد الدارة المفتوحة في مضخِّم 1500، وتساوي ممانعة دخله $3\,\text{k}\Omega$، وتساوي ممانعة خرجه $300\,\Omega$. احسب ربحَي الجهد والاستطاعة في المضخِّم بالديسيبل عند وصل ممانعة حمل تساوي $200\,\Omega$ مع مخرجه.

الجواب: $A_V = 55.6\,\text{dB}$، $A_P = 67.3\,\text{dB}$.

17. تُعطي بعض مقاييس الجهد المتناوب نتائج مقدَّرة بالديسيبل تقوم على مقاومة مرجعية تساوي $600\,\Omega$، وعلى الاستطاعة المرجعية $1\,\text{mW}$. فإذا أعطى المقياس القيمة 16 على سلَّم الـ dBm فيه، فما هي قيمة الجهد المقاس الفعالة؟

الجواب: $4.89\,\text{V}$.

18. يُعطي مكرفون ذو ممانعة داخلية تساوي $300\,\Omega$ خرجاً استطاعته تقل بـ 60 ديسيبل عن المستوى المرجعي 1 ميلِّي واط. وتُدخَل إشارة المكرفون إلى مضخِّم يجب أن يُعطي في خرجه استطاعة تساوي $30\,\text{dBm}$ إلى حمل يساوي $8\,\Omega$ موصول مع مخرجه. احسب:

(أ) جهد خرج المكرفون.

(ب) ربح المضخِّم المطلوب مقدَّراً بالديسيبل.

(ت) استطاعة خرج المضخِّم.

(ث) جهد الحمل.

19. احسب قيمة مكثفة الربط C في المضخِّم المبيَّن في الشكل 8.5 كي يساوي تردد نصف الاستطاعة السفلي (تردد القطع السفلي) لمرحلة واحدة $f_l = 10\,\text{Hz}$. افترض أن $R_L = 5\,\text{k}\Omega$ وأن $r_i = 1\text{k}\Omega$.

20. بكم ديسيبل سوف ينخفض ربح مضخِّم المسألة 19 المكوَّن من مرحلتين (مقارنة بربحه في المجال الأوسط) عند تردد قطع المرحلة الواحدة الذي يساوي $f_l = 10\,\text{Hz}$؟

الجواب: ينخفض بمقدار $6\,\text{dB}$.

21. ما مقدار انخفاض ربح مضخِّم مكوَّن من مجموعة مراحل موصولة على التتالي، مقدَّرا بالديسيبل، مقارنة بربحه في المجال الأوسط، وذلك عند تردد قطع المرحلة الواحدة، إذا كان عدد المراحل اثنتين؟ أو ثلاث مراحل؟ أو n مرحلة؟

22. ما مقدار تردد القطع f_l في مضخِّم المسألة 19 المكوَّن من مرحلتين إذا كان تردد قطع المرحلة الواحدة يساوي 10 هرتس؟

الجواب: 15.6 هرتس.

23. لحساب نقصان عرض حزمة مضخِّم ذي n مرحلة مقارنة بعرض حزمة مرحلة واحدة، تجب معرفة ترددي القطع السفلي والعلوي للمرحلة. استخرج علاقة تعطي تردد القطع السفلي للمضخِّم ذي الـــ n مرحلة عندما يساوي تردد القطع السفلي للمرحلة الواحدة f_l هرتس.

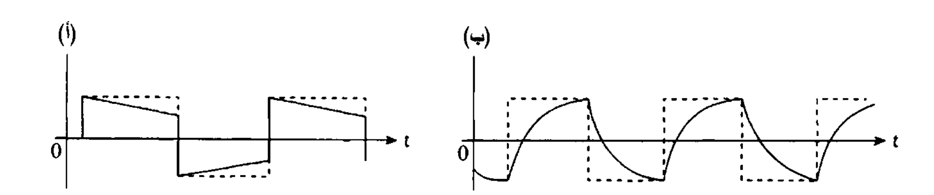
الجواب: $f_{l,n} = f_l\,(10^{0.3/n} - 1)^{-½}$.

24. تساوي السعة التفرعية الشاردة الكلية في مخرج مضخِّم 100 بيكو فاراد. بافتراض أن المضخِّم موصول مع حمل يساوي $10\,\text{k}\Omega$، احسب تردد القطع f_h.

25. بافتراض أن تردد قطع مرشح تمرير ترددات منخفضة معطى بـــ f_o، فما مقدار تخميد هذا المرشح عند الترددين $0.1\ f_o$ و $10\ f_o$؟

26. تمتد الحزمة الترددية لمضخِّم ما بين 20 هرتس و 20 كيلو هرتس. ما مقدار ترددَيْ موجة الاختبار المربعة الملائمة لتدقيق عرض هذه الحزمة؟ ارسم شكلَيْ الموجة المتوقعين عند كلا ترددَي الموجة المربعة.

الجواب: 628 هرتس، 6 كيلو هرتس، الشكل 18.5.



الشكل 18.5: (أ) موجة مربعة متدلِّية بسبب انخفاض محتواها من الترددات المنخفضة. (ب) موجة مربعة مدورة بسبب انخفاض محتواها من الترددات العالية. انظر المسألة 26.

27. ثمة رغبة في تضخيم جهد فجائي الزيادة (الجهد المتكوِّن حين وصل البطارية). بافتراض أن مدة صعود الجهد المضخَّم يجب أن تكون أقل من $2\mu s$، فما مقدار عرض حزمة المضخِّم الترددية؟

28. ثمة رغبة في تضخيم نبضة جهد مدتها $5ms$ (شبيهة بالنبضة المثالية المبيَّنة في الشكل 11.5). بافتراض أن تدلِّي النبضة المضخَّمة يجب أن يكون أقل من20%، احسب تردد القطع السفلي للمضخِّم.

29. سوف يُستعمل مضخِّم صوتي لتضخيم نبضة مربعة واحدة (نبضة الدخل المثالية المبيَّنة في الشكل 11.5). بافتراض أن مدة النبضة تساوي $3ms$ ($T/2$ في الشكل 11.5)، وأن عرض حزمة المضخِّم الصوتي محدَّد بترددي القطع 15 هرتس و 20 كيلو هرتس، قدِّر التدلِّي ومدة الصعود في إشارة خرج المضخِّم.

الجواب: 0.28، 22 مكرو ثانية.

30. حُدِّد خط حمل التيار المتناوب لمضخِّم الاستطاعة ذي المحول المبين في الشكل 12.5 بالمقاومة $R'_L = 500\Omega$. هل يُعطي ذلك استطاعة خرج أعظمية؟ هل تعطي $R'_L = 1000\Omega$ أو $R'_L = 250\Omega$ استطاعة أعلى؟

31. احسب نسبة عدد لفات ملفي المحول لتحقيق استطاعة خرج أعظمية في المضخِّم المبيَّن في الشكل 12.5 عندما تساوي مقاومة الحمل $R_{\mathrm{L}} = 10\,\Omega$.

32. إذا غُيِّرت إحدى مقاومتَي الانحياز، R_2 تحديداً، في المضخِّم المبيَّن في الشكل 12.5 لتصبح 6 كيلو أوم، فما هي القيمة الجديدة للمقاومة R_1 للحفاظ على نفس الانحياز؟

الجواب: 479.5 أوم.

33. في المضخِّم المبيَّن في الشكل 12.5، وعندما تساوي $R_{\mathrm{L}} = 5\,\Omega$، يساوي المردود 50%. ما مقدار مردود المضخِّم إذا غُيِّر الحمل ليصبح $R_{\mathrm{L}} = 10\,\Omega$؟

34. صمِّم مضخِّم استطاعة ذا محول ربط من النوع المبيَّن في الشكل 12.5 لتقديم استطاعة إلى مجهار مقاومته $5\,\Omega$. تتوفَّر لك بطارية جهدها $5\,\mathrm{V}$، وتستطيع تقديم تيار شدته $10\,\mathrm{mA}$ وسطياً. حافظ على R_{E} و R_2 و:

(أ) احسب القيمة الجديدة لـــ R_1.

(ب) احسب استطاعة خرج المضخِّم ومردوده.

الجواب: $I_{c,Q} = 10\,\mathrm{mA}$، $V_{ce,Q} = 5\,\mathrm{V}$، $R_1 = 800\,\Omega$، $R'_{\mathrm{L}} = 500\,\Omega$، $25\,\mathrm{mW}$، $\approx 50\%$.

35. حدِّد المقاومة المنعكسة R'_{L}، في مضخِّم الدفع والجذب فئة B المبيَّن في الشكل 13.5، عندما يكون جهد البطارية V_{CC} واستطاعة الخرج $0.5\,\mathrm{W}$.

الجواب: 81 أوم.

36. حدِّد مطال التيار الأعظمي I_c في مضخِّم الدفع والجذب فئة B المبيَّن في الشكل 13.5 لتحقيق استطاعة خرج تساوي $1\,\mathrm{W}$ عندما $V_{\mathrm{CC}} = 12\,\mathrm{V}$.

37. في مضخِّم التناظر المتتام المبيَّن في الشكل 15.5، $R_{\mathrm{L}} = 8\,\Omega$ و $V_{\mathrm{CC}} = 12\,\mathrm{V}$. افترض أن جهد التشبُّع بين الباعث والمجمِّع $V_{ce,\,\mathrm{sat}} \approx 0$ عندما يكون أحد الترانزستورين في حالة وصل، أي عندما $v_i > 0$.

طبعاً، عندما يكون T_1 في حالة وصل يكون T_2 في حالة فصل، والعكس صحيح. واحسب:

(أ) الاستطاعة العظمى المقدَّمة إلى الحمل R_L.

(ب) الاستطاعة العظمى المبددة في كل ترانزستور. *ملاحظة:* في كل ترانزستور، يساوي تبديد المجمِّع نصف التبديد الكلي.

38. اسرد الخواص المرغوب فيها في مستقبل المزج الترددي.

39. إذا رغبنا في أن يساوي التردد الوسيط $200\,\text{kHz}$، حدِّد مجال الترددات التي يجب أن يولِّدها المهتز المحلي لاستقبال إشارة إذاعية معدَّلة مطالياً.

40. يجب تصميم مرشح تمرير الترددات المنخفضة RC في مرحلة فك التعديل في مستقبل التعديل المطالي المبيَّن في الشكل 16.5 بحيث يمرِّر ترددات صوتية حتى $10\,\text{kHz}$. حدِّد قيمتَيْ R و C الملائمتين.

الجواب: $R = 10\,\text{k}\Omega$، $C = 1.59\,\text{nF}$

41. بافتراض أن قيمة الثابت الزمني لدارة التحكُّم الآلي في الربح AGC، في مستقبل التعديل المطالي المبيَّن في الشكل 16.5، تساوي $50\,\text{ms}$، احسب قيمة C_g الموافقة لــ $R_g = 15\,\text{k}\Omega$. ما مقدار تردد قطع هذا المرشح؟

مساعدة: التقدير المعقول لتردد القطع العلوي f_h لمضخِّم يُستعمل لتضخيم نبضة مدتها $T/2$ هو مقلوب مدة النبضة، أي $f_h = 1/(T/2)$. حينئذ تعطي المعادلة 32.5 مدة صعود تساوي $t_r = 0.33(T/2)$. طبعاً، إذا كان عرض حزمة المضخِّم أكبر من $1/(T/2)$ هرتس، أعطى في خرجه نبضة مربعة شكلها أقرب إلى شكل الموجة المربعة الأصلي.

الفصل السادس

مضخِّمات العمليات

Operational Amplifiers

1.6 مقدمة Introduction

مكَّنت تقانة الدارات المتكاملة من وضع مضخِّم العمليات operational amplifier على رقاقة، ومضخِّم العمليات هو مضخِّمُ جهدٍ عالي الربح، متعدِّدُ الترانزستورات، معلَّبٌ ضمن رقاقة صغيرة، ويساوي ثمنه أقل من دولار واحد. وأول رقاقة مضخِّم عمليات لاقت رواجاً هي الرقاقة 741 المكوَّنة من مضخِّم عمليات ذي 24 ترانزستوراً. وكانت قد ظهرت أول مرة في أواخر ستينيات القرن العشرين، وما زالت رائجة حتى اليوم. استُعملت مضخِّمات العمليات أولاً في الحواسيب التماثلية التي كانت في الأصل تَجمَع وتُكامل وتُفاضل بتغيير دارات خارجية موصولة مع المضخِّم. وتوجد اليوم تطبيقات كثيرة لهذه المضخِّمات في جميع المجالات، ومنها معالجة الإشارة والترشيح ودارات التبديل والقياسات وغيرها. ولا يحد من استعمالها سوى مقدرة المصمِّم على الابتكار.

يُصمَّم مضخِّم العمليات ليتعامل مع إشارتي دخل في نفس الوقت. وتكون إشارة خرجه نسخة مضخَّمة عن الفرق بين إشارتَي الدخل. أي إذا كان v_+ و v_- جهدَيْ إشارتَيْ الدخل، كان الخرج $v_{out} = A(v_+ - v_-)$، حيث إن A هو ربح الجهد في المضخِّم. وإذا جعلنا أحد مدخلَي المضخِّم صفراً (أي جرى تأريضه)، كان v_{out} مجرد نسخة مضخَّمة من إشارة الدخل غير الصفرية، أي $v_{out} = Av_+$

أو $v_{out}=-Av_-$. وتجعل إمكانية تضخيم الفرق بين إشارتين مضخِّم العمليات أداة قياس ثمينة، لأن إشارات التداخل المشترَكة بين المدخلين تُحذف تلقائياً.

2.6 مضخِّم العمليات والمضخِّم المثالي

OP AMP--An Almost Ideal Amplifier

رأينا في المقطع 2.5 أن المضخِّم المثالي يتصف بربح لانهائي ($A=\infty$)، ومقاومة دخل لانهائية ($R_i=\infty$) ومقاومة خرج تساوي الصفر ($R_o=0$). ويمكن أن نضيف إلى هذه الخصائص أيضاً أن عرض مجاله الترددي يجب أن يكون لانهائياً، أي إن المضخِّم المثالي يُضخِّم جميع الترددات، من الصفر حتى أعلى الترددات، بنفس القدر. يُضاف إلى ذلك أن الخصائص السابقة يجب أن تبقى مستقرة مع تغيُّرات درجة الحرارة. يُري الشكل 3.5 الدارة المكافئة لهذا المضخِّم.

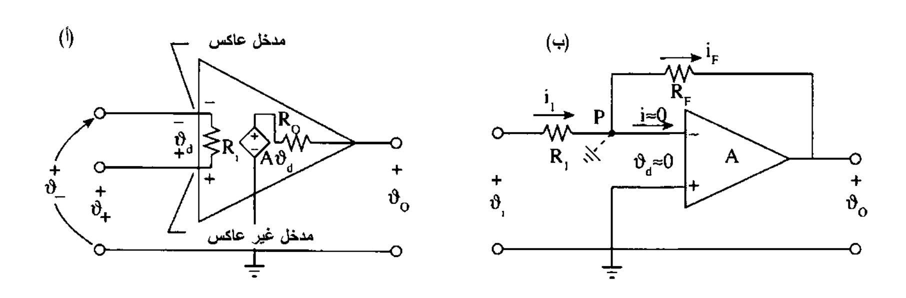
يُحقِّق مضخِّم العمليات هذه الخصائص إلى حد بعيد. وأكثر نماذج مضخِّم العمليات شيوعاً هو المضخِّم μA741، وهو رخيص الثمن وعالي الأداء، وذو ربح يساوي $A=10^5$، ومقاومة دخل تساوي $R_i=2\,\text{M}\Omega$، ومقاومة خرج تساوي $R_o=75\,\Omega$. يُري الشكل 1.6−أ الدارة المكافئة لمضخِّم العمليات محاطاً بمثلث، وهو الرمز الشائع له. ومضخِّم العمليات، من حيث الجوهر، هو مضخِّم تفاضلي، بمعنى أنه يُضخِّم الفرق بين الجهدين المطبَّقين على مدخليه، العاكس وغير العاكس:

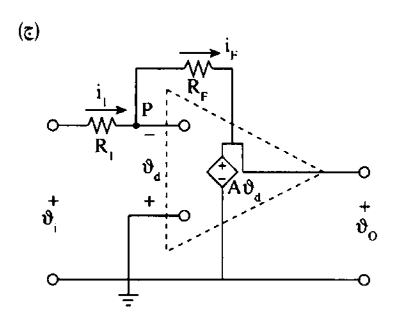
$$v_o=A(v_+-v_-)=Av_d \qquad (1.6)$$

A هو ربح الحلقة المفتوحة لمضخِّم العمليات (أي لا توجد تغذية راجعة)، وهو يساوي 10^5 أو أكثر. لاحظ أن قطبية v_d تتحدَّد بالإشارتين + و − الخاصتين بمدخلَي المضخِّم. وفي معظم التطبيقات، يُرمز لمضخِّم العمليات المثالي بالمثلث المقطَّع الأضلاع المبيَّن في الشكل 1.6−ج. أي إنه يُستعاض عن مقاومة الدخل في الشكل 1.6−أ بدارة مفتوحة ($R_i=\infty$)، ويُستعاض عن مقاومة الخرج بدارة قصَر ($R_o=0$).

لكن برغم اعتبار مضخِّم العمليات مثالياً من حيث الربحُ ومقاومتا الدخل

والخرج، فإن ربحه يتغير كثيراً مع تغيُّر تردد إشارة الدخل، علاوة على أن خصائصه ليست مستقرة جداً تجاه تغيُّرات درجات الحرارة. لذا يُستعمل عادة ضمن حلقة مغلقة تطبَّق فيها تغذية راجعة سالبة تقلِّص ربحه كثيراً، وتجعله أكثر استقراراً. وتُغلَق الحلقة باستعمال مقاومات خارجية لإعادة بعض جهد الخرج إلى الدخل. ويُبيِّن المقطع التالي مثالاً على ذلك.





الشكل 1.6: (أ) دارة مكافئة مفتوحة الحلقة لمضخِّم عمليات تُري نهايتَي الدخل. (ب) مضخِّم عاكس يتألَّف من مضخِّم عمليات ودارة خارجية تمثِّل الحلقة المغلقة. للتبسيط، لم تُظهَر توصيلات وحدة التغذية. (ج) الدارة المكافئة للمضخِّم العاكس باستعمال الرمز المثالي لمضخِّم العمليات.

1.2.6 المضخِّم العاكس — The inverting amplifier

يُعتبر المضخِّم العاكس المبيَّن في الشكل 1.6–ب أبسط أمثلة الحلقة المغلقة التي تُطبَّق فيها إشارة دخل v_i على المدخل العاكس (السالب) للمضخِّم عبر المقاومة R_1، مع تأريض المدخل غير العاكس، واستعمال المقاومة R_F لتحقيق التغذية الراجعة من الخرج إلى الدخل. ويبيِّن الشكل 1.6–ج الدارة المكافئة لهذا

المضخِّم الشهير. وباستعمال قانون كيرشوف للجهد، نستطيع بسهولة أن نكتب معادلة حلقة الدخل $v_i = i_1R_1 - v_d$، ومعادلة حلقة الخرج $v_o = Av_d = -i_FR_F - v_d$. لاحظ أننا نُري في الدارة المكافئة وصلة من منبع الجهد المتحكَّم فيه Av_d إلى الأرضي ليست موجودة في الشكل 1.6–ب، ويجب ألاّ يكون ذلك مربِكاً. فقد مُثِّل مضخِّم العمليات في الشكل 1.6–ب على نحو مبسَّط برمز المثلث الذي ينطوي ضمناً على وجودها فيه. ويُحدَّد ربح الجهد A_r بوجود التغذية الراجعة وفقاً لما يلي: باستعمال الخصائص المثالية ($R_i = \infty$ و $R_o = 0$) لمضخِّم العمليات المبيَّن في الشكل 1.6–ج، نستنتج أن $i = 0$ لأن $R_i = \infty$. ولذا فإن كل التيار المارّ عبر R_1 يمر عبر R_F:

$$i_1 = i_F \tag{2.6}$$

من ناحية أخرى، $v_d = v_o / A \approx 0$ لأن $A \to \infty$، أي إن مدخل مضخِّم العمليات بالمحصِّلة مقصور، وأن المدخل العاكس مؤرَّض[1]. لذا يمكن القول إن الربح يُعطى بـــ:

$$A_r = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_FR_F}{i_1R_1} = -\frac{R_F}{R_1} \tag{3.6}$$

وهذه نتيجة مفاجئة لأنها تنص على أن ربح مضخِّم العمليات ذي الحلقة المغلقة يساوي نسبة مقاومة التغذية الراجعة إلى مقاومة المدخل. أي إن الربح يتحدَّد بمقاومات خارجية فقط، وهو مستقل عن A، على أن يكون A كبيراً. ومن الواضح أن حساسية المقاومات تجاه تغيُّر التردد ودرجة الحرارة أقل كثيراً من حساسية مضخِّمات العمليات. بذلك نكون قد حصلنا على مضخِّم ربحه ليس كبيراً كربح مضخِّم العمليات A منفرداً، لكنه شديد الاستقرار وثابت القيمة. وتشير الإشارة السالبة في العلاقة 3.6 إلى أن إشارة الخرج منزاحة بـــ 180 درجة بالنسبة إلى إشارة الدخل.

---

[1] لاحظ أن جهد الخرج v_o محدود بجهد وحدة التغذية الذي يساوي عادة ما بين 5 و 15 فولط. إذن، ونظراً إلى أن $A > 10^5$، فإن v_d يمكن أن يكون من رتبة المكرو فولت.

سوف نتحرَّى الآن المعادلة 3.6 بمزيد من التفصيل. تجعل التغذية الراجعة، بواسطة المقاومة R_F، المدخل العاكس (أي النقطة P) أرضياً افتراضياً (وقد عُبِّر عن ذلك برمز الأرضي ذي الخطوط المقطَّعة في تلك النقطة)، وهذا يعني أن الجهد v_- في تلك النقطة يساوي الصفر. وما يجعل هذه النتيجة على درجة من الأهمية هو عدم وجود دارة قصَر حقيقية بين الأرضي والنقطة P تُمرِّر تياراً كبيراً إلى الأرضي. أي إن كمون النقطة P يساوي كمون الأرض، وهذا ما عُبِّر عنه في الشكل بـــ $i = 0$، ومن هنا أتت صفة الأرضي الافتراضي. وتبقى النقطة P في المضخِّم العاكس أرضياً افتراضياً مهما كانت تغيُّرات إشارة الدخل v_i.

وعلاوة على كون النقطة P أرضياً افتراضياً، فإنها تسمى أيضاً نقطة جامعة summing point. ولجمع عدة إشارات، على سبيل المثال، يمكننا وصل عدة مقاومات مع النقطة P وفق المبيَّن في الشكل 4.6–أ. يساوي مجموع تيارات مقاومات الدخل تيار المقاومة R_F، لعدم مرور تيار بين P والأرضي. ونظراً إلى أن الجمع يبدو وكأنه يحصل في النقطة P، سُمِّيت بنقطة الجمع.

المثال 1.6

احسب الربح ومقاومة الدخل و v_d و v_i و i و i_F للمضخِّم العاكس المبيَّن في الشكل 1.6–ب. افترض أن $A = 5\cdot10^5$، $R_i = 10^6\,\Omega$، $R_o = 0$، $R_F = 100\,\text{k}\Omega$، $R_1 = 1\text{k}\Omega$، وأن جهد وحدة التغذية يساوي $\pm 5\,\text{V}$. ولكي تحقِّق فهماً أفضل، استخرج ربح مضخِّم العمليات المعطى بالعلاقة 3.6 من دون أن تفترض في البداية أن $v_d = 0$.

نظراً إلى أن ممانعة الدخل R_i كبيرة، يُعتبر التيار i الداخل إلى مضخِّم العمليات مهملا. لذا، وعلى غرار حالة المعادلة 2.6، يساوي التيار المار في المقاومة R_1 التيار المار في المقاومة R_F:

$$\frac{v_i + v_d}{R_1} = \frac{-v_d - v_o}{R_F}$$

وبناء على المعادلة 1.6، $v_d = v_o/A$، ولذا ينتج من المعادلة السابقة:

$$v_o\left(1+\frac{1}{A}+\frac{R_F}{AR_1}\right)=-\frac{R_F}{R_1}v_i$$

ونظراً إلى أن ربح مضخِّم العمليات كبير جداً، يمكننا اعتبار أن $A\to\infty$ ووضع:

$$v_o=-\frac{R_F}{R_1}v_i$$

وهي النتيجة المنشودة المعطاة في المعادلة 3.6.

يعتمد ربح مضخِّم العمليات ذي المقاومات الخارجية على تلك المقاومات الموصولة معه فقط. لذا، وبناء على المعادلة 3.6، $A_r=-R_F/R_1=-100/1=-100$. وتعني الإشارة السالبة في هذه العبارة أن الجهد المضخَّم منزاح بمقدار 180 درجة مقارنة بجهد الدخل.

أما مقاومة الدخل (أي المقاومة التي يراها منبع حين وصله مع مدخل الجهد v_i) فتساوي $R=v_i/i_1=R_1=1\mathrm{k}\Omega$. وهذه ممانعة دخل منخفضة نسبياً (يُستعمل مصطلح الممانعة عملياً حين التعبير عن أي نوع من مقاومات الدخل) غير ملائمة لوصل منبع إشارة ذي ممانعة خرج كبيرة مع مدخل المضخِّم، لأن جزءاً صغيراً حينئذ من جهد المنبع سوف يصل إلى المضخِّم. يُضاف إلى ذلك أن المنبع الضعيف قد لا يستطيع توفير التيارات الكبيرة التي تتطلبها ممانعة الدخل المنخفضة. من الناحية المثالية، يجب أن يعمل منبع الجهد ذو ممانعة الخرج العالية مع مضخِّم ذي ممانعة دخل لانهائية.

وتتحدَّد القيمة العظمى لمطال جهد الخرج v_o بجهد البطارية أو وحدة التغذية (يكون عادة أقل من ذلك بنحو 2 فولط). وأي شكل يُري خط حمل، من قبيل الشكل 13.4–ب أو 17.4–ج، ينص على أن $v_{o,\max}\approx V_{\text{powersupply}}$. بافتراض

أن $v_o = -5\,\text{V}$، نجد أن الجهد التفاضلي $v_d = -5\,\text{V}/-A = 5/(5\cdot 10^5) = 10\,\mu\text{V}$، وهذا جهد صغير جداً، ولذا يُهمَل.

ومن المعادلة 3.6، لدينا $v_i = (-R_1/R_F)v_0 = (-1/100)(-5) = 50\,\text{mV}$. ويُعطى التيار المار في مدخل مضخِّم العمليات بـ $i = v_d/R_i = 10\,\mu\text{V}/1\,\text{M}\Omega = 10\,\text{pA}$، وهذا تيار ضئيل جداً إلى درجة أنه يمكن اعتباره صفراً. ويساوي تيار التغذية الراجعة $i_F = i_1$، أي $i_F = -v_o/R_F = 5\,\text{V}/100\,\text{k}\Omega = 50\,\mu\text{A}$.

باختصار، نورد القاعدتين الأساسيتين التاليتين لتحليل دارات مضخِّمات العمليات. تنص **القاعدة الأولى** على أن كمونَيْ نهايتَيْ مدخل مضخِّم العمليات متساويان، أي إن الجهد التفاضلي بينهما $v_d = 0$ (أو $v_+ = v_-$). وتنص **القاعدة الثانية** على أنه لا يمر أي تيار في أيٍّ من نهايتَي المدخل ($i = 0$). ويمكن عملياً تحليل أي دارة مضخِّم عمليات ذات تغذية خلفية بهذه الطريقة.

2.2.6 المضخِّم غير العاكس The noninverting amplifier

إذا طبَّقنا إشارة الدخل على المدخل غير العاكس، وجهد التغذية الراجعة على المدخل العاكس، وفق المبيَّن في الشكل 2.6–أ، كانت النتيجة مضخِّماً ذا ممانعة دخل عالية جداً، وممانعة خرج منخفضة، مع تطابق في الطور بين إشارتي الدخل والخرج. وهذا مضخِّم مثالي من حيث إنه يمكن أن يُوصل مع منبع ذي ممانعة خرج عالية (لا يُحمِّل المنبع) ويمكن أن يوُصل خرجه بحمل منخفض الممانعة (لا يُؤثر الحمل في المضخِّم).

لتحقيق المضخِّم غير العاكس، نؤرِّض طرف R_1 الخارجي في الشكلين 1.6–ب و ج، ونطبِّق إشارة الدخل v_i على المدخل غير العاكس. حينئذ يكون الجهد i_1R_1 مطبَّقاً على المدخل العاكس بوصفه جهد التغذية الراجعة السالب v_1. ونفترض هنا أيضاً أن تيار الدخل $i = 0$، وأن $v_d = 0$، ولذا يكون $v_i = v_1$. حينئذ يكون تيارا المقاومتين R_F و R_1 متساويين، أي:

$$\frac{v_o - v_1}{R_F} = \frac{v_1}{R_1}$$

ويساوي الربح الفعلي لمضخِّم العمليات مع الدارة الخارجية:

$$A_r = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_1} = \frac{i_1(R_F + R_1)}{i_1 R_1} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \qquad (4.6)$$

وعلى غرار الربح في حالة المضخِّم العاكس، يعتمد الربح هنا أيضاً على نسبة مقاومتين خارجيتين.

وفي حين أن ممانعة دخل المضخِّم العاكس كانت منخفضة وتساوي R_1 في الشكل 1.6−ب، يمكن اعتبار ممانعة دخل المضخِّم غير العاكس لانهائية عملياً. من الشكل 2.6−أ، يمكن النص على أن ممانعة الدخل تساوي $R_i' = v_i / i$. ومن تطبيق قانون كيرشوف للجهد على حلقة الدخل ينتُج:

$$-v_i + v_d + i_1 R_1 = 0 \qquad (5.6)$$

حيث إن $v_d = i\, R_i$. وباستنتاج i من المعادلة 6.5، نحصل على ممانعة الدخل:

$$R_i' = \frac{v_i}{i} = \frac{v_i}{(v_i - i_1 R_1)/R_i} = \frac{R_i}{1 - i_1 R_1/v_i} \approx \frac{R_i}{1-1} = \infty$$

لقد استعملنا $i_1 R_1 \approx v_i$ بناء على العلاقة 5.6. ويمكن لتحليل أكثر دقة أن يبيِّن أن ممانعة دخل المضخِّم غير العاكس تحقِّق $R_i' \gg R_i$، ونظراً إلى أن R_i من رتبة ملايين الأومات في مضخِّمات العمليات، فإن تقريب R_i' باللانهاية مفيد جداً. بذلك يكون المضخِّم غير العاكس ملائماً لتضخيم إشارات من منابع ضعيفة جداً (ذات ممانعة كبيرة)[2].

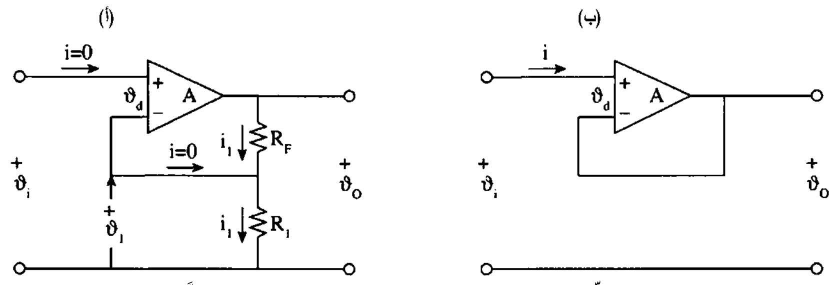
[2] يُضاف إلى ذلك أن ممانعة خرج المضخِّم غير العاكس أصغر كثيراً من R_o، و R_o تساوي في معظم مضخِّمات العمليات $100\,\Omega$.

3.6 توابع الجهد والحائل الواحدي الربح

Voltage Followers and the Unit Gain Buffer

من الحالات الخاصة للمضخِّم غير العاكس التشكيلة المفيدة المعروفة بتابع الجهد voltage follower المبيَّن في الشكل 2.6–ب. ويتحقَّق تابع الجهد بجعل $R_F = 0$ (دارة قصَر) و $R_1 = \infty$ (دارة مفتوحة) في الشكل 2.6–أ. حينئذ، يصبح الربح:

$$A_r = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 \tag{6.6}$$



الشكل 2.6: (أ) تشكيلة مضخِّم عمليات غير عاكسة. (ب) تابع جهد يتحقَّق فيه $v_o = v_i$.

أي إن جهد الخرج يتبع جهد الدخل. وتُحدَّد ممانعة دخل تابع الجهد R_i' بتطبيق قانون كيرشوف للجهد على الدارة المبيَّنة في الشكل 2.6–ب، فينتُج من ذلك أن $v_i = v_d + v_o = i\,R_i + A v_d = i\,R_i(1+A) \approx i\,R_i\,A$، حيث استعملنا $v_d = i\,R_i$ و $v_o = A v_d$. ونظراً إلى أن ممانعة الدخل تساوي نسبة جهد الدخل إلى تيار الدخل، نحصل على:

$$R_i' = \frac{v_i}{i} = A\,R_i \tag{7.6}$$

وهنا أيضاً يكون تقريب R_i' باللانهاية ممكناً لأن $R_i = 1\text{M}\Omega$ و $A = 10^6$ في مضخِّمات العمليات عادة. فذلك يُعطي $R_i' = 10^{12}\,\Omega = 1\text{T}\Omega$. إن المقاومة التي تساوي مليون ميغا أوم هي دارة مفتوحة بكل المعايير العملية.

حين وضع مضخِّم من هذا النوع بين منبع وحمل، فإنه يحمي من استجرار

الحمل لتيارات كبيرة من المنبع، ويسمى حينئذ حائلاً واحدي الربح unit gain buffer. وغالباً ما يكون الحائل، أي الدارة التي تعزل الحمل عن المنبع، ضرورياً لأن المنابع التي من قبيل المحِسَّات والمكرفونات ورؤوس قراءة الأشرطة المغنطيسية لا تولِّد استطاعة محسوسة. ووصل حمل منخفض الممانعة مباشرة مع منبع عالي الممانعة يجعل الجهد الهابط على الحمل ضئيلاً إلى درجة الإهمال. من الناحية الأخرى، يقدِّم الحائل، ذو ممانعة الدخل اللانهائية عملياً وممانعة الخرج المعدومة تقريباً، كل جهد المنبع إلى الحمل[3].

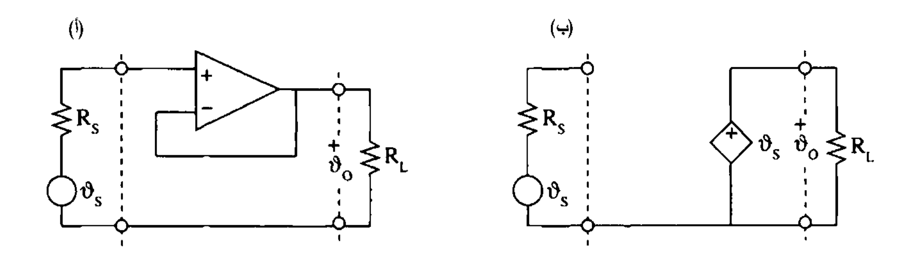
المثال 2.6

تساوي الممانعة الداخلية لمُحِسّ $R_s = 10\,\text{k}\Omega$، وهو يُعطي جهداً يساوي $v_s = 2\,\text{V}$. بافتراض أن المُحِسّ سوف يغذِّي راسمة ورقية يمكن تمثيلها بممانعة حمل تساوي $500\,\Omega$، احسب الجهدَ والاستطاعةَ المتاحين للراسمة الورقية. وكرِّر الحل حين استعمال حائل واحدي الربح بين المنبع والحمل.

يساوي جهد الحمل $v_L = v_o = v_s\, 0.5/(10 + 0.5) = 0.095\,\text{V}$، وتساوي الاستطاعة المقدمة إلى الحمل $P_L = v_L^2/R_L = (0.095)^2/500 = 18.14\,\mu\text{W}$.

وبوضع حائل الآن بين المنبع والحمل وفق المبيَّن في الشكل 3.6–أ، وبتقريب الحائل بمضخِّم مثالي ($R_i = \infty$ و $R_o = 0$)، وذلك يعني أن جهد الحائل يساوي جهد المنبع (لا يمر تيار دخل فيه لأن $R_i = \infty$)، وجهد الحمل يساوي جهد الحائل (لأن $R_o = 0$)، فإن جهد الحمل يساوي حينئذ $v_L = 2\,\text{V}$، وتساوي الاستطاعة المقدَّمة إلى الحمل $P_L = v_L^2/R_L = (2)^2/500 = 8\,\text{mW}$. إن استعمال الحائل يؤدي إلى ربح جهد يساوي $2\,\text{V}/0.095\,\text{V}=21$، وإلى ربح استطاعة يساوي $8\,\text{mW}/18.14\,\mu\text{W} = 441$، وهذا يُبيِّن كفاءة الحائل. وإنه لمن فضل القول إن معظم المنابع المكوَّنة من لواقط أو محوِّلات طاقة، لا يمكن أن تُقدِّم التيار أو الاستطاعة الضروريين لتشغيل أحمال منخفضة الاستطاعة من دون استعمال حائل.

[3] يوفِّر المضخِّم غير العاكس طبعاً تضخيماً وعزلاً. لكن ثمة كثيراً من الحالات التي لا تتطلب سوى العزل.



الشكل 3.6: (أ) يُستعمل تابع الجهد لعزل منبع ضعيف عن الحمل، مانعاً الحمل من استجرار تيار زائد من المنبع. (ب) دارة مكافئة لحائل مثالي لا يستجر أي تيار من المنبع، ويساوي هبوط الجهد الداخلي فيه الصفر.

4.6 الجوامع والطوارح والمبدلات الرقمية التماثلية

Summers, Subtracters, and Digital-to-Analog Converters

بتطبيق عدة إشارات دخل على مدخل مضخِّم عاكس، وفق المبيَّن في الشكل 4.6–أ، نحصل على مضخِّم جامع يُعطي جهد خرج يساوي مجموع جهود الدخل. يمكن استعمال هذه التشكيلة مثلاً لمزج إشارات صوتية. ووفقاً لما أشرنا إليه في الفقرة التي سبقت المثال 1.6، تُعتبر النقطة P نقطة جمع تيارات لأنه لا يمكن لأي تيار أن يذهب الأرضي. إذن:

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_F \tag{8.6}$$

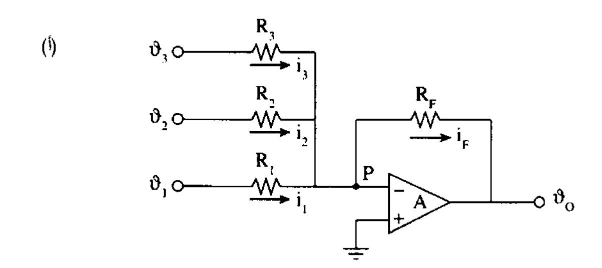
$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} = -\frac{v_o}{R_F} \tag{9.6}$$

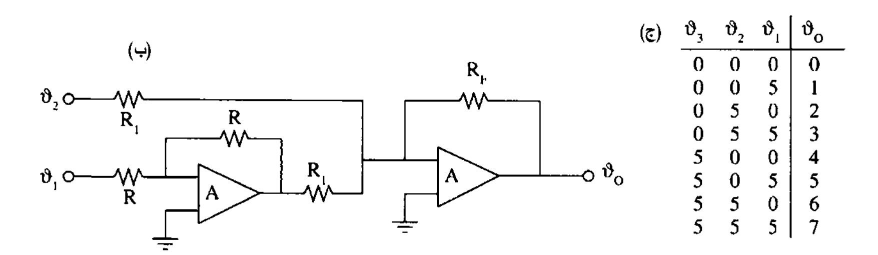
وبوضع $R_1 = R_2 = R_3$، ينتج من العلاقة الأخيرة:

$$v_0 = -\frac{R_F}{R_1}(v_1 + v_2 + v_3) \tag{10.6}$$

نسمّي هذا المضخِّم بالجامع العاكس. وباختيار $R_F = R_1$، يتحقَّق الجامع البسيط الذي يعطي $v_0 = -(v_1 + v_2 + v_3)$. أما الجامع غير العاكس، أي الجامع الذي يُعطي العلاقة 10.6 من دون الإشارة السالبة، فيتحقَّق بتمرير جهد الخرج v_o

في عاكس. والعاكس هو دارة كتلك المبيَّنة في الشكل 1.6-ب فيها $R_F = R_1$ وتعطي $v_o = -v_i$.





ϑ_3	ϑ_2	ϑ_1	ϑ_o
0	0	0	0
0	0	5	1
0	5	0	2
0	5	5	3
5	0	0	4
5	0	5	5
5	5	0	6
5	5	5	7

الشكل 4.6: (أ) مضخِّم جامع. (ب) مضخِّم طارح. (ج) جدول يُعطي أعدادا اثنانية ثلاثية البتات (مُثِّل فيها الــ 0 و الــ 1 المنطقيان بــ 0 فولط و 5 فولط) مع مكافئاتها العشرية.

ويُري الشكل 4.6-ب طارحاً. يُمرَّر v_1 عبر عاكس ربحه يساوي 1- (أي إن إشارة الخرج منزاحة بمقدار 180 درجة بالنسبة إلى إشارة الدخل). حينئذ يكون جهد الخرج الناتج متناسباً مع الفرق بين جهدَي الدخل:

$$v_o = -\frac{R_F}{R_1}(v_2 - v_1) \qquad (11.6)$$

وباختيار $R_F = R_1$، نحصل على طارح بسيط يعطي $v_o = v_1 - v_2$.

وأما المبدِّل الرقمي التماثلي digital to analog converter DAC، فيحوِّل عدداً اثنانياً binary number إلى إشارة تماثلية. على سبيل المثال، يُعطي الجدول 4.6-ج الأعداد الثنائية الثلاثية البتات من 000 حتى 111 ومكافئاتها العشرية من 0 حتى 7. وتتمثَّل إشارات الدخل الرقمية بالإشارات من v_1 حتى v_3، والجهد العشري المكافئ لها هو v_o. وقد مُثِّل الرقمان الاثنانيان 0 و 1 بجهدَي الدخل 0 فولط و 5 فولط.

يمكن اختيار الجامع العاكس المبيَّن في الشكل 4.6–أ لإجراء التبديل الرقمي التماثلي. باستعمال العلاقة 9.6، يُعطى جهد خرج هذا الجامع بـــ:

$$v_o = -R_F(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}) \qquad (12.6)$$

إذا اخترنا تجريبياً $R_F = 8\,k\Omega$، و $R_3 = 10\,k\Omega$، و $R_2 = 20\,k\Omega$، و $R_1 = 40\,k\Omega$، أعطت إشارة الدخل الاثنانية 001 (أي $v_3 = 0$، $v_2 = 0$، $v_1 = 5\,V$) المطبَّقة على دخل الجامع الجهد التالي[4]: $v_o = -8(5/40+0+0) = -1$، وذلك بناء على المعادلة 12.6. وعلى نحو مشابه، تُعطي إشارة الدخل الاثنانية 111 ($v_3 = 5$، $v_2 = 5$، $v_1 = 5$) جهد خرج يساوي $v_o = -8(5/40+5/20+5/10) = -7$. إذن يقوم الجامع العاكس بعملية تبديل رقمي تماثلي. وبإضافة مزيد من إشارات الدخل v_4 و v_5..إلخ إلى مدخل الجامع، يمكننا التعامل مع أعداد اثنانية أكبر.

المثال 3.6

يُري الشكل 5.6 جامعاً غير عاكس. حلِّل الدارة، وبيِّن أنها تنفِّذ عملية الجمع الرياضية.

نظراً إلى أن التيار المار في المدخل غير العاكس ضئيل جداً، تعمل العقدة التي جهدها يساوي v_p نقطة جمع للتيارين المارين في المقاومتين R. إذن:

$$\frac{v_2 - v_p}{R} + \frac{v_1 - v_p}{R} = 0 \qquad (13.6)$$

وينتج من هذه المعادلة:

$$v_2 + v_1 = 2v_p \qquad (14.6)$$

وعند المخرج، يتساوى تيارا المقاومتين R_F و R_1، أي $(v_0 - v'_1)/R_F = v'_1/R_1$

[4] يمكن التخلُّص من إشارة السالب في v_o بإضافة عاكس إلى الجامع ، أو باستعمال جامع غير عاكس.